

MULTIPLE INPUT/MULTIPLE OUTPUT TURBORECEIVER

Publication number: JP2003244103 (A)

Publication date: 2003-08-29

Inventor(s): ASAI TAKAHIRO; TOMISATO SHIGERU +

Applicant(s): NTT DOCOMO INC +

Classification:


- international: **H03M13/39; H03M13/45; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00;**
(IPC1-7): H03M13/39; H03M13/45; H04J11/00; H04J15/00;
H04L1/00

- European:

Application number: JP20020035063 20020213

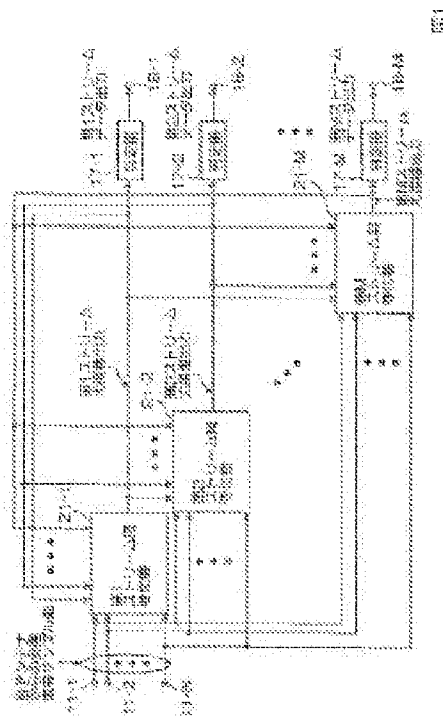
Priority number(s): JP20020035063 20020213

Also published as:

 JP3926641 (B2)

Abstract of JP 2003244103 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve an error rate. ; **SOLUTION:** A sample value of a received signal from N pieces of antennas is input to equalizers 21-1 to 21-M for a first and a M-th stream relatively. In a processing of a-th (current), a m-th equalizer 21-m produces an interference element, using the likelihood value from processed equalizers 21-1 to 21-m-1 and the likelihood value from equalizers 21-m to 21-M processed at (a-1)th (previous), and impulse response, obtains a signal in response to a m-th stream by a filtering process based on MMSE using the above M pieces of likelihood value signal and impulseless response to a signal subtracting an interference element from the received signal, and calculates the likelihood value, using that, the M pieces of likelihood value and the impulse response. The above is repeated. ; **COPYRIGHT:** (C)2003,JPO



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2003-244103
(P2003-244103A)

(43)公開日 平成15年 8 月29日 (2003. 8. 29)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード*(参考)
H 0 4 J 15/00		H 0 4 J 15/00	5 J 0 6 5
H 0 3 M 13/39		H 0 3 M 13/39	5 K 0 1 4
	13/45	13/45	5 K 0 2 2
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 1/00	B
審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 27 頁)			

(21)出願番号 特願2002-35063(P2002-35063)

(22)出願日 平成14年 2 月13日 (2002. 2. 13)

(71)出願人 392026693
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
東京都千代田区永田町二丁目11番 1 号
(72)発明者 浅井 孝浩
東京都千代田区永田町二丁目11番 1 号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(72)発明者 富里 繁
東京都千代田区永田町二丁目11番 1 号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(74)代理人 100066153
弁理士 草野 卓 (外 1 名)

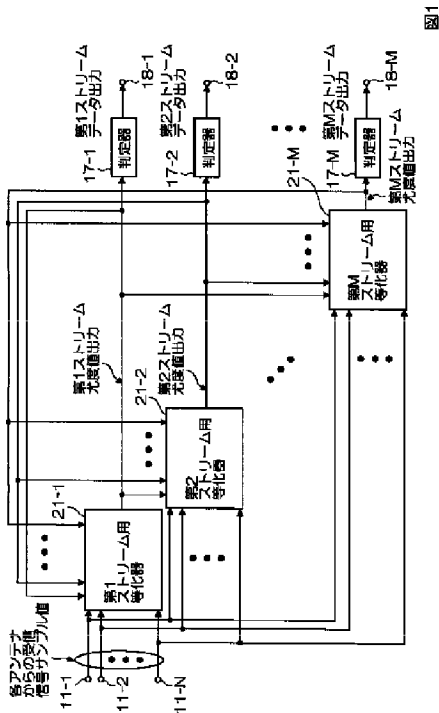
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 多入力多出力ターボ受信機

(57)【要約】

【課題】 誤り率を改善する。

【解決手段】 N個のアンテナよりの受信信号サンプル値を、第1～第Mストリーム用等化器21-1～21-Mにそれぞれ入力し、a回目(今回)の処理において第m等化器21-mは既に処理された等化器21-1～21-m-1より尤度値及びa-1回目(前回)に処理された等化器21-m～21-Mよりの尤度値と、インパルス応答とを用いて干渉成分を生成し、受信信号から干渉成分を引いた信号に対し、前記M個の尤度信号とインパルスレス応答を用いてMMSEに基づくフィルタ処理により、第mストリームと対応した信号を得、これと、前記M個の尤度信号と、インパルス応答を用いて尤度値を計算する。以上のことを繰り返す。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の送信アンテナより伝送された複数のストリームの信号を受信する受信機において、上記各ストリームと対応して設けられ、処理の順序が決められる複数のストリーム用等化器を有する多入力多出力等化器と、受信信号が入力され、各ストリームの信号伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器と、

上記各ストリーム用等化器は、今回の処理が済まされたストリーム用等化器より出力される尤度値及び今回の処理が済まされていないストリーム用等化器の前の処理した尤度値と、インパルスレスポンスが入力され、処理が済まされたストリーム用等化器と対応するストリームの受信信号を干渉成分として生成する干渉成分生成器と、

受信信号から干渉成分を引いた信号と、インパルスレスポンスと、処理が済まされたストリーム用等化器より出力される尤度値とが入力され、干渉成分が引かれた受信信号をフィルタ処理してそのストリーム用等化器と対応した信号を出力するフィルタと、

そのフィルタ出力と、上記処理が済まされたストリーム用等化器より出力される尤度値及び上記処理が済まされていないストリーム用等化器の前の処理した尤度値と、インパルスレスポンスが入力され、尤度値を出力する尤度値計算器とを具備することを特徴とする多入力多出力ターボ受信機。

【請求項 2】 複数の送信アンテナより伝送された複数のストリームの信号を受信する受信機において、上記各ストリームと対応して設けられた複数のストリーム用等化器よりなる多入力多出力等化器と、受信信号が入力され、各ストリームの信号伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器とを備え、各ストリーム用等化器は、

受信信号が入力され、各ストリームの信号伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器と、前の処理により出力された各ストリーム用等化器よりの尤度値と、インパルスレスポンスが入力され、干渉成分を生成する干渉成分生成器と、

受信信号から干渉成分を引いた信号と、インパルスレスポンスと、上記尤度値が入力され、当該ストリーム用等化器と対応する信号を出力するフィルタと、

そのフィルタ出力と、上記尤度値と、インパルスレスポンスが入力され、尤度値を出力する尤度値計算器とを具備することを特徴とする多入力多出力ターボ受信機。

【請求項 3】 上記各ストリームの信号は直列-並列変換され、その各並列信号がサブキャリアに乗せられたマルチキャリア多重化された信号であって、各受信アンテナよりの受信信号を各サブキャリアの信号に分離する複数の分離部と、分離部で分離された同一サブキャリアよりの受信信号が

それぞれ入力されるサブキャリアごとの請求項 1 記載の複数の多入力多出力等化器と、

これら多入力多出力等化器よりの各ストリーム対応の尤度値がそれぞれ入力され、ストリーム対応の直列の尤度値を出力して上記各多入力多出力等化器へ入力する複数の並列-直列変換器とを備えることを特徴とする請求項 1 記載の多入力多出力ターボ受信機。

【請求項 4】 上記各ストリームの信号は直列-並列変換され、その各並列信号がサブキャリアに乗せられたマルチキャリア多重化された信号であって、

各受信アンテナよりの受信信号を各サブキャリアの信号に分離する複数の分離部と、

分離部で分離された同一サブキャリアよりの受信信号がそれぞれ入力されるサブキャリアごとの請求項 2 記載の複数の多入力多出力等化器と、

これら多入力多出力等化器よりの各ストリーム対応の尤度値がそれぞれ入力され、ストリーム対応の直列の尤度値を出力して上記各多入力多出力等化器へ入力する複数の並列-直列変換器とを備えることを特徴とする請求項 2 記載の多入力多出力ターボ受信機。

【請求項 5】 複数の送信アンテナより伝送された複数のストリームの信号を受信する受信機において、

上記各送信アンテナと対応して設けられ、処理の順序が決められ、第 1 尤度値を出力する複数のストリーム用等化器よりなる多入力多出力等化器と、

各ストリーム用等化器より出力される第 1 尤度値がそれぞれ供給され、第 2 尤度値を出力する複数の復号器と、受信信号が入力され、各送信アンテナより送信され、受信された信号の伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器と、

各ストリーム用等化器は、

処理が済まされたストリーム用等化器よりの第 1 尤度値と、処理が済まされていないストリーム用等化器と対応する復号器よりの第 2 尤度値と、インパルスレスポンスとが入力され、干渉成分を生成する干渉成分生成器と、受信信号から干渉成分を引いた信号と、インパルスレスポンスと、処理が済まされたストリーム用等化器よりの第 1 尤度値と、処理が済まされていないストリーム用等化器と対応する復号器からの第 2 尤度値とが入力され、干渉成分が引かれた受信信号をフィルタ処理して第 1 尤度値を出力するフィルタと、

を具備することを特徴とする多入力多出力ターボ受信機。

【請求項 6】 上記各ストリームの信号は直列-並列変換され、その各並列信号がサブキャリアに乗せられたマルチキャリア多重化された信号であって、

各受信アンテナよりの受信信号を各サブキャリアの信号に分離する複数の分離部と、

分離部で分離された同一サブキャリアよりの受信信号がそれぞれ入力されるサブキャリアごとの請求項 5 記載の

10

20

30

40

50

3

複数の多入力多出力等化器と、

これら多入力多出力等化器よりの各ストリーム対応の第1尤度値がそれぞれ入力され、ストリーム対応の直列の第1尤度値を出力して上記対応する復号器へ入力する複数の並列-直列変換器とを備えることを特徴とする請求項5記載の多入力多出力ターボ受信機。

【請求項7】 各ストリームの信号が直列-並列変換され、各並列信号がサブキャリアに乘せられたマルチキャリア多重化された信号が複数の送信アンテナより伝送された信号を受信する受信機において、

各受信アンテナよりの受信信号を各サブキャリアの信号に分離する複数の分離部と、

分離部で分離された同一サブキャリアよりの受信信号がそれぞれ入力されるサブキャリアごとの複数の多入力多出力等化器と、

これら多入力多出力等化器よりの各ストリーム対応の第1尤度値がそれぞれ入力され、ストリーム対応の直列の第1尤度値を出力する複数の並列-直列変換器と、

上記直列の第1尤度値の対応するものがそれぞれ入力され、第2尤度値を上記複数多入力多出力等化器へ供給する複数の復号器とを備え、

上記各多入力多出力等化器は上記各ストリームと対応して設けられた複数のストリーム用等化器を備え、

上記各ストリーム用等化器は、

受信信号が入力され、各ストリームの信号伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器と、

前回の処理により出力された各復号器よりの第2尤度値と、インパルスレスポンスが入力され、干渉成分を生成する干渉成分生成器と、

受信信号から干渉成分を引いた信号と、インパルスレスポンスと、上記第2尤度値が入力され、当該ストリームと対応する第1尤度値を出力するフィルタとを具備することを特徴とする多入力多出力ターボ受信機。

【請求項8】 複数の送信アンテナより伝送された複数のストリームの信号を受信する受信機において、

上記各ストリームと対応して設けられた複数のストリーム用等化器よりなる多入力多出力等化器と、

受信信号が入力され、各ストリームの信号伝搬路のインパルスレスポンスを推定する伝送路推定器と、

各ストリーム用等化器の判定出力がそれぞれ入力され、復号処理を行う複数の復号器とを備え、

各ストリーム用等化器は、

全ての復号器よりの前回の復号結果とインパルスレスポンスが入力され、干渉成分を生成する干渉成分生成器と、

受信信号から干渉成分を引いた信号と、インパルスレスポンスと、上記前回の復号結果が入力され、当該ストリーム用等化器と対応する信号を出力するフィルタと、

そのフィルタ出力が入力され、2値判定を行い、その判定結果をストリーム用等化器出力とする判定器とを具備

4

することを特徴とする多入力多出力ターボ受信機。

【請求項9】 上記各ストリームの信号は直列-並列変換され、その各並列信号がサブキャリアに乘せられたマルチキャリア多重化された信号であって、

各受信アンテナよりの受信信号を各サブキャリアの信号に分離する複数の分離部と、

分離部で分離された同一サブキャリアよりの受信信号がそれぞれ入力されるサブキャリアごとの請求項8記載の複数の多入力多出力等化器と、

これら多入力多出力等化器よりの各ストリーム対応の判定結果がそれぞれ入力され、ストリーム対応の直列の判定結果を出力して上記復号器の対応するものへ入力する複数の並列-直列変換器とを備えることを特徴とする請求項8記載の多入力多出力ターボ受信機。

【請求項10】 2以上の整数M個の送信アンテナより送信されたM個のストリームの信号を受信し、各送信アンテナよりの受信信号の伝搬路インパルスレスポンスを推定し、

M個のストリーム用等化器によりそれぞれ各ストリームの尤度値とインパルスレスポンスを用いて各ストリーム対応の干渉成分を生成し、

受信信号から各ストリーム対応の干渉成分を差し引き、その差し引かれた信号を、各ストリームの尤度値とインパルスレスポンスを用いてフィルタ処理する受信方法において、

上記M個のストリーム用等化器の処理を第1～第Mストリーム用等化器の順に行い、

任意の整数a回目の処理において上記第m (m=1, ..., M) ストリーム用等化器は上記尤度値として、第1～第m-1ストリーム用等化器よりの尤度値及びa-1回目の処理で求めた第m～第Mストリーム用等化器よりの尤度値を用い、

上記各第mストリーム用等化器はそのフィルタ処理出力と、a回目の第1～第m-1ストリーム用等化器よりの尤度値及びa-1回目の処理で求めた第m～第Mストリーム用等化器よりの尤度値とインパルスレスポンスとを用いて尤度値を計算することを特徴とする多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項11】 2以上の整数M個の送信アンテナより送信されたM個のストリームの信号を受信し、各送信アンテナよりの受信信号の伝搬路インパルスレスポンスを推定し、

各ストリーム用等化処理によりそれぞれ各ストリームの尤度値とインパルスレスポンスを用いて各ストリーム対応の干渉成分を生成し、

受信信号から各ストリーム対応の干渉成分を差し引き、その差し引かれた信号を、各ストリームの尤度値とインパルスレスポンスを用いてフィルタ処理をする受信方法において、

まず受信信号をインパルスレスポンスを用いて、フィル

5

タ処理して、各ストリームごとの信号を求め、
各ストリームごとに、そのフィルタ処理された信号とインパルスレスポンスを用いてそのストリームの尤度値を計算し、
その後の処理においては各ストリーム用処理で、前回の処理で得られたM個のストリーム用尤度値とインパルスレスポンスを用いて各ストリーム対応の干渉成分を生成し、
上記フィルタ処理及び上記尤度値の計算に、それぞれ、前回の処理で得られたM個のストリーム用尤度値も用いることを特徴とする多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 12】 上記干渉成分の生成、上記尤度値の計算に用いる尤度値はストリームと対応した復号処理により得られたものであり、
各ストリームに対応する上記計算した尤度値を復号処理して、上記干渉成分の生成、上記尤度値の計算に用いる尤度値を求めることを特徴とする請求項 10 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 13】 上記送信されたストリームの信号は、直列-並列変換され、その並列信号が互いに異なるサブキャリアに乗せられ、これらサブキャリアが多重化されたマルチキャリア信号であり、
各受信アンテナごとの受信信号をそれぞれサブキャリアに分離し、
これらサブキャリアごとに上記各ストリーム対応の干渉成分の生成、上記フィルタ処理、上記尤度値の計算を行い、それぞれM個の尤度値を得、
これらサブキャリアごとに得られたM個の尤度値の対応するストリームのものをそれぞれ並列-直列変換して、各ストリームの尤度値とすることを特徴とする請求項 10 乃至 12 の何れかに記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 14】 2 以上の整数M個の送信アンテナより送信されたM個のストリームの信号を受信し、各送信アンテナよりの受信信号の伝搬路インパルスレスポンスを推定し、M個のストリーム用等化器により等化処理し、その等化処理結果を復号器でそれぞれ復号する受信方法において、
第 1 回目の受信処理として、
上記M個のストリーム用等化器の処理を第 1 ～第Mストリーム用等化器の順に行い、
第m (m = 1, ..., M) ストリーム用等化器は第 1 ～第m-1 ストリーム用等化器よりの判定結果とインパルスレスポンスを用いて各ストリーム対応の干渉成分を生成し、
受信信号からその各ストリーム対応の干渉成分を差し引き、
その差し引かれた信号を、第 1 ～第m-1 ストリーム用等化器よりの判定結果と、インパルスレスポンスとを用いてフィルタ処理し、

6

そのフィルタ処理結果を判定処理し、その判定処理結果を第mストリームに対する復号器へ供給し、
第 2 回目以降の受信処理として、
各ストリーム用等化処理器によりそれぞれ前回の全てのストリームの復号結果とインパルスレスポンスを用いて各ストリーム対応の干渉成分を生成し、
受信信号から各ストリーム対応の干渉成分を差し引き、その差し引かれた信号を、全てのストリームの復号結果とインパルスレスポンスを用いてフィルタ処理し、
各ストリームごとに、そのフィルタ処理された信号を 2 値判定し、その各判定結果をそれぞれ復号処理することとを特徴とする多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 15】 上記送信されたストリームの信号は、直列-並列変換され、その並列信号が互いに異なるサブキャリアに乗せられ、これらサブキャリアが多重化されたマルチキャリア信号であり、
各受信アンテナごとの受信信号をそれぞれサブキャリアに分離し、
これらサブキャリアごとに上記各ストリーム対応の干渉成分の生成、上記フィルタ処理、上記判定処理を行い、それぞれM個の判定結果を得、
これらサブキャリアごとに得られたM個の判定結果の対応するストリームのものをそれぞれ並列-直列変換して、各ストリームの判定結果とすることを特徴とする請求項 14 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えば移动通信に利用され、複数の送信アンテナから送信された信号を複数のアンテナで受信する方法、いわゆるMIMO (Multiple Input Multiple Output) チャネル信号の受信方法及びその装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】移动通信において伝送速度の高速化及びシステム容量の増大をねらいとしたMIMO (Multiple Input Multiple Output) チャネル信号伝送方式が検討されている [文献 1]。図 19 にMIMOチャネル信号伝送の送受信システム例を示す。ここで、送信アンテナANSの数はM、受信アンテナANRの数はNとする。
MIMOチャネル信号伝送とは、送信側で複数送信機TX-1～TX-MとアンテナANS-1～ANS-Mを用いてそれぞれ異なった情報を同一周波数を用いた信号として伝送し、受信側において複数のアンテナANR-1～ANR-Nと1個の受信機RXを用いて受信を行う方式であり、通信容量を増大できることが示されている [文献 2]。このMIMOチャネル信号伝送については、一人のユーザ (利用者) が複数の送受信アンテナを用いて信号伝送を行う場合や、複数のユーザがその移動機より1本以上の送信アンテナを用いて同一周波数で送信を行い基地局側で複数のアンテナを用いて受信を行うという

利用方法が考えられる。

【0003】このMIMOチャネル信号伝送では、送信側で複数のアンテナで同一周波数を用いてそれぞれ異なった情報を送るために、それらの伝送信号は足し合わされて受信される。したがって、各々の送信アンテナANS-1～ANS-Mから送信された信号を、受信信号から分離して取り出す信号処理が必要となる。この信号処理に関しては文献3の方法を用いることにより最適な特性を得ることができる。しかしこの方法は送信アンテナ数の増加に伴い受信機における演算量が多くなる。そこで、最適な特性は得られないが少ない演算量で処理を行うことができるV-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space Time Architecture) と呼ばれる方法が検討されている [文献4]。

【0004】V-BLAST法の受信機構成を図20に示す。同図において、各アンテナANR-1～ANR-Nよりの受信信号がベースバンド信号とされ、更に、送信データのシンボル周波数以上の周波数でサンプリングされてデジタル値とされた受信信号サンプル値系列が入力端子11-1～11-Nより第1～第Mストリーム用等化器12-1～12-Mの全てにそれぞれ入力される。第1ストリーム用等化器12-1は、1番目の送信アンテナANS-1から送信されたデータ系列を処理するための等化器を表し、同様に第Mストリーム用等化器12-Mは、M番目の送信アンテナANS-Mから送信されたデータ系列を処理するための等化器を表す。

【0005】始めに、複数の受信アンテナANR-1～ANR-Nで受信された信号を用いて第1ストリーム用等化器12-1において処理を行う。次に、この第1ストリーム用等化器12-1からの第1ストリームデータ出力と全ての受信信号を用いて、第2ストリーム用等化器12-2において処理を行う。このようにそれまで得られた各等化器のストリームデータ出力と、全受信信号を用いて処理することを第Mストリーム用等化器12-Mまで行う。つまり、第Mストリーム用等化器12-Mでは、受信信号と第1ストリームから第M-1ストリーム用等化器12-1～12-M-1の各データ出力とを用いて、等化処理を行う。

【0006】図21に各ストリーム用等化器12-m (m=1, 2, ..., M) の構成を示す。伝送路推定器13では全受信信号を用いて各送受信アンテナ間のインパルスレスポンスを推定する。干渉成分生成器14ではこれら推定されたインパルスレスポンスと、既に処理が終了しているストリームのデータ出力を利用して、その受信信号成分を生成して、これらを第mストリームに対する干渉成分として、その送信アンテナANS-mから受信アンテナANR-1～ANR-Nへの伝送路と対応する成分を、受信信号から引算部15-1～15-Nで差し引き、その結果を線形フィルタ16に入力する。線形フィルタ16として文献4ではZF (Zero Forcing) とMM

SF (Minimum Mean Squared Error) に基づく線形フィルタが紹介されている。最後に線形フィルタ16の出力を判定器17において判定することにより、第mストリームのデータ出力を出力端子18-mに得ることができる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】V-BLAST法では、あるストリーム、例えば第mストリームの等化処理により得られた信号判定結果が間違っていた場合、その次に行われる第m+1ストリームの等化処理において、受信信号から正しく干渉成分を差し引くことができないために、さらに誤りが生じてしまう。この発明の目的は、このような誤りが伝搬する現象を抑え、誤り率特性を改善し、かつ、演算量を削減することができる多入力多出力ターボ受信機を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するためにその発明では、以下の手段を用いる。この発明の第1形態では、複数のストリーム用等化器からなるMIMO等化器と判定器からなり、各ストリーム用等化器の尤度値出力が、それ以降に処理が行われるストリーム用等化器に入力される。各ストリーム用等化器は、伝送路推定器、干渉成分の信号生成器、MMSEフィルタ、尤度値計算器からなり、複数のアンテナで受信された受信信号サンプル値が伝送路推定器に入力される。伝送路推定器により推定されたインパルスレスポンスと各ストリームの尤度値出力は干渉成分の信号生成器に入力される。受信信号から干渉成分の信号を引いたものと、各ストリームの尤度値出力と、推定されたインパルスレスポンスはMMSEフィルタに入力される。尤度値計算器には、MMSEフィルタの出力と各ストリームの尤度値出力と推定されたインパルスレスポンスが入力される。

【0009】この発明の第2形態では、第1形態に係わる受信機と構成は同じであるが、各ストリーム用等化器の干渉成分の信号生成器において用いられる尤度値出力が異なる。a回目 (aは1以上の任意の整数) の各ストリーム用等化器の処理では、a-1回目の各ストリーム用等化器において導出された尤度値出力を用いる。この発明の第3形態は、複数のストリーム用等化器と判定器からなるMIMO等化器と、デインターリーブと復号器の組み合わせからなる、各ストリーム用等化器の構成は第1形態の構成と同等であり、各ストリーム用等化器の尤度値出力が、それ以降に処理が行われるストリーム用等化器に入力される。a回目の全ストリーム用等化器における処理が終了した後、得られた尤度値出力はデインターリーブに入力され、復号器に入力される。復号器から出力された尤度値出力はインターリーブを介して、各ストリーム用等化器に入力され、a+1回目の等化処理が行われる。

【0010】この発明の第4形態においてはマルチキャ

リア化されて多重化された信号を元に戻すための高速フーリエ変換器と並直列変換器と第1形態におけるMIMO等化器の組み合わせからなる。ここで、高速フーリエ変換器を用いる代わりに、一般のフーリエ変換器や複数の周波数発振器を用いることができる。この発明の第5形態は、マルチキャリア化されて多重化された信号を元に戻すための高速フーリエ変換器と並直列変換器と第2形態におけるMIMO等化器の組み合わせからなる。ここで、高速フーリエ変換器を用いる代わりに、一般のフーリエ変換器や複数の周波数発振器を用いることができる。

【0011】この発明の第6形態はマルチキャリア化されて多重化された信号を元に戻すための高速フーリエ変換器と並直列変換器と第3形態におけるMIMO等化器の組み合わせからなる。ここで、高速フーリエ変換器を用いる代わりに、一般のフーリエ変換器や複数の周波数発振器を用いることができる。この発明の第7形態は第6形態における構成と同一であるが、MIMO等化器において、a回目(aは1以上の任意の整数)の各ストリーム用等化器における尤度値出力は、他の各ストリーム用等化器へは入力されず、並直列変換、デインターリーブを介して復号器に入力される。復号器から出力される尤度値はインターリーブを介して、各MIMO等化器の各ストリーム用等化器に入力されて、a+1回目の処理が行われる。

【0012】この発明の第8形態によれば、判定器を含む複数のストリーム用等化器からなる多入力多出力等化器と復号器の組み合わせからなる。各ストリーム用等化器の構成は、干渉成分生成器、MMSEフィルタ、判定器からなり、1回目の等化処理においては各ストリーム

$$\log [P[b(i)=0]/P[b(i)=1]] \quad (1)$$

式(1)の分母と分子を逆にして、尤度値を $\log [P[b(i)=1]/P[b(i)=0]]$ と定義する場合もある。この式において、 $P[b(i)=0]$ は時点iにおけるビットb(i)が0となる確率を表し、 $P[b(i)=1]$ は時点iにおけるビットb(i)が1となる確率を表す。式(1)で定義される尤度値は、 $-\infty$ から $+\infty$ の値を取り、着目しているビットが0である可能性が高いほど正の大きな値となり、着目しているビットが1である確率が高いほど負の大きな値となる。尤度値が0の場合は、着目しているビットが0である確率と1である確率が等しいことを表す。

【0015】この実施例1の処理の流れについて説明する。始めに受信信号を用いて第1ストリーム用等化器21-1において処理が行われ、第1ストリームの尤度値出力 λ_1 が導出される。次に、導出された第1ストリームの尤度値出力 λ_1 と受信信号を用いて第2ストリーム用等化器21-2における処理が行われる。同様にして第Mストリーム用等化器21-Mでは、先に導出された第1ストリーム尤度値出力 λ_1 から第M-1ストリーム

用等化器の判定出力が、それ以降に処理が行われるストリーム用等化器に入力される。そして、1回目の全ストリームの等化処理が終了した後、復号器において復号が行われて、その結果得られる符号化系列を用いて再び等化器で等化処理を行う。2回目以降の等化処理では、各ストリーム用等化器における干渉成分生成器において、復号器から得られる符号化系列を用いる。つまり、1回目における等化処理とは異なり、あるストリーム用等化器における判定結果は次に処理が行われるストリーム用等化器には入力されない。等化処理に前回の復号結果が用いられ、全てのストリーム用等化器は同時に処理される。

【0013】

【発明の実施の形態】この発明の実施の形態を実施例により説明する。

実施例1

図1にこの発明の実施例1の構成を示す。この構成と図20に示したV-BLAST法との違いは各ストリーム用等化器21-1~21-Mからは尤度値が出力され、その尤度値がまだ等化処理が終了していない各ストリームの等化器に入力され、そのストリームにおける等化処理に用いられることと、第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mの各処理が終了した後、得られた尤度値出力を用いて再び第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mの処理を行うということを繰り返すことである。このようにすることにより特性を改善できる。ここで、尤度値とは各ビット(シンボル)が0である確率と1である確率の対数尤度比であり、以下の式(1)で定義される。

【0014】

尤度値出力 λ_{M-1} と受信信号を用いて処理が行われる。以上の処理が、1回目の第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mの等化処理であり、各ストリームの尤度値 $\lambda_1 \sim \lambda_M$ の出力を判定器17-1~17-Mによってそれぞれ判定することにより各ストリームにおけるデータ出力を得ることができる。

【0016】この実施例1では同一受信信号に対しさらに各ストリームにおける等化処理を繰り返す。つまり、1回目の第1ストリームから第Mストリームの等化処理が終わった後で、各ストリームからの尤度値出力 $\lambda_1 \sim \lambda_M$ と受信信号を用いて再び第1ストリーム用等化器21-1において処理を行い、尤度値 λ_1 を出力する。その結果、より確からしい尤度値 λ_1 を得ることができる。これは、1回目の第1ストリームにおける等化処理においては、受信信号しか用いることができなかったのに対して、2回目の第1ストリームにおける等化処理においては、受信信号と各ストリームの尤度値 $\lambda_1 \sim \lambda_M$ の出力を利用できるからである。

【0017】同様にして、2回目の第2ストリーム用等

化器 2 1-2 では、第 1 ストリーム用等化器 2 1-1 の 2 回目処理により得られた尤度値出力 λ_1 と、1 回目の処理により得られた第 2 ストリームから第 M ストリームの各尤度値 $\lambda_2 \sim \lambda_M$ の出力と受信信号を用いて、等化処理を行う。以上の処理を繰り返すことがこの実施例 1 の特徴であり、処理を繰返し行うことで、より確かな尤度値を得ることができるために特性を改善することができる。なお、図 20 に示した V-BLAST 法では、各ストリーム用等化器からは、連続的な値である尤度値出力ではなく、離散的な値であるデータ出力しか得られないために、処理を繰返し行っても特性は殆ど改善されない。

【0018】次に、図1中の各ストリーム用等化器21-mの構成について図2に基づいて説明する。伝送路推定器13では図21中のものと同様に受信信号を用いて送信アンテナANS-mと各受信アンテナANR-1～ANR-N間のインパルスレスポンスを推定する。1回目

$$\mathbf{r}^{(k)} = [\mathbf{r}_1^{(k+Q-1)} \cdots \mathbf{r}_N^{(k+Q-1)} \mathbf{r}_1^{(k+Q-2)} \cdots \mathbf{r}_N^{(k+Q-2)} \cdots \mathbf{r}_1^{(k)} \cdots \mathbf{r}_N^{(k)}]^T \quad (2)$$

ここで、 N は受信アンテナ数、 Q は等化器21-mが考慮する最大遅延シンボル数+1であり、上添字の T は転置であることを表す。また、 $r_1(k)$ は1番目の受信アンテナANR-1よりの時点 k の受信信号サンプル値を表し、 $r_N(k)$ は N 番目の受信アンテナANR- N

$$H_1(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k,0) & \cdots & h_{1,1}(k,Q-1) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_{1,N}(k,0) & \cdots & h_{1,N}(k,Q-1) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{1,1}(k,0) & \cdots & h_{1,1}(k,Q-1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \vdots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{1,N}(k,0) & \cdots & h_{1,N}(k,Q-1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & h_{1,1}(k,0) & \cdots h_{1,1}(k,Q-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_{1,N}(k,0) & \cdots h_{1,N}(k,Q-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

【0021】ここで、 $h_{1,1}(k, 0)$ は、1 番目の送信アンテナANS-1 から 1 番目の受信アンテナANR-1 への伝送路における、時点 k のインパルスレスポンスの 0 シンボル遅延の値を表す。同様に、 $h_{1,1}(k, Q-1)$ は、1 番目の送信アンテナANS-1 から 1 番目の受信アンテナANR-1 に至る伝送路における、時点 k のインパルスレスポンスの $(Q-1)$ シンボル遅延の値を表し、 $h_{1,N}(k, 0)$ は、1 番目の送信アンテナANS-1 から N 番目の受信アンテナANR- N に至る伝送路における、時点 k のインパルスレスポンスの 0 シンボル遅延の値を表し、 $h_{1,N}(k, Q-1)$ は、1 番目の送信アンテナANS-1 から N 番目の受信アンテナANR- N に至る伝送路における、時点 k のイ

の等化処理において、推定されたインパルスレスポンスと、端子 2 2-1 ~ 2 2-m-1 より既に処理が終了した第 1 ~ 第 m-1 ストリームの尤度値 $\lambda_1 \sim \lambda_{m-1}$ の出力とを用いて、干渉成分生成器 2 3 ではすでに処理が終了している第 1 ~ 第 m-1 ストリームの信号成分を生成し、これらを第 m ストリームに対する干渉成分として、受信信号から引算部 1 5-1 ~ 1 5-N で差し引き、その結果を線形フィルタ 1 6 に入力する。線形フィルタ 1 6 では MMS E に基づくフィルタ処理が行われる。最後に線形フィルタ 1 6 の出力と、インパルスレスポンスと、既に処理が終了した各ストリーム の尤度値 $\lambda_1 \sim \lambda_{m-1}$ の出力を用いて、尤度値出力 λ_m を尤度値計算器 2 4 で計算する。以下に尤度値の具体的な計算方法を説明する。始めに時点 k における受信信号ベクトル $\mathbf{r} \quad (k)$ を以下の形で定義する。

【 0 0 1 9 】

よりの時点 k の受信信号サンプル値を表す。次に推定されたインパルスレスポンスを用いて以下の行列を定義する。

【 0 0 2 0 】

【数 1】

$$\begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

ンパルスレスポンスの (Q-1) シンボル遅延の値を表す。

【0022】同様にして2…、M番目の送信アンテナANS-2～ANS-Mからそれぞれ送信された信号の各受信信号アンテナANR-1～ANR-Nに至るインパルスレスポンスを用いて、行列 $\mathbf{I-I}_2(k)$ 、…、 $\mathbf{I-I}_M(k)$ を定義する。この場合、M番目の送信アンテナANS-Mと各受信信号アンテナANR-1～ANR-N間のインパルスレスポンスを表す行列 $\mathbf{I-I}_M(k)$ は以下の式で表される。

【 0 0 2 3 】

【数2】

$$\mathbf{H}_M(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix}
 \begin{matrix} 13 \\ h_{M,1}(\mathbf{k},0) \\ \vdots \\ h_{M,N}(\mathbf{k},0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} & \cdots & \begin{matrix} h_{M,1}(\mathbf{k},Q-1) \\ \vdots \\ h_{M,N}(\mathbf{k},Q-1) \\ h_{M,1}(\mathbf{k},0) \\ \vdots \\ h_{M,N}(\mathbf{k},0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ h_{M,1}(\mathbf{k},Q-1) \\ \vdots \\ h_{M,N}(\mathbf{k},Q-1) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ h_{M,1}(\mathbf{k},0) \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ h_{M,1}(\mathbf{k},0) \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{matrix} & \begin{matrix} 14 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ h_{M,1}(\mathbf{k},Q-1) \\ \vdots \\ h_{M,N}(\mathbf{k},Q-1) \end{matrix}
 \end{bmatrix} \quad (4)$$

【0024】次に、1番目の送信アンテナANS-1から送信された第1ストリームの信号の時点kにおけるビ

$$\lambda_1(\mathbf{k}) = \log [P[b(\mathbf{k}) = 0] / P[b(\mathbf{k}) = 1]] \quad (5)$$

この尤度値を用いて、1番目のストリームの尤度値ベクトル $\mathbf{b}_1(\mathbf{k})$ を以下の式で定義する。

$$\mathbf{b}_1(\mathbf{k}) = [\tanh(\lambda_1(\mathbf{k} + (Q-1))/2) \cdots \tanh(\lambda_1(\mathbf{k} + 1)/2) \tanh(\lambda_1(\mathbf{k})/2) \tanh(\lambda_1(\mathbf{k} - 1)/2) \cdots \tanh(\lambda_1(\mathbf{k} - (Q-1))/2)]^T \quad (6)$$

ここでtanhはハイパボリックタンジェントを表す。 $-\infty$ から $+\infty$ の値を取る尤度値 λ が、 $\tanh(\lambda/2)$ とすることにより、 -1 から 1 の値を取ることとなる。同様に、 $2, \dots, M$ 番目の送信アンテナANS-2, \dots , ANS-Mから送信された信号の時点kにおけるビット

$$\mathbf{b}_M(\mathbf{k}) = [\tanh(\lambda_M(\mathbf{k} + (Q-1))/2) \cdots \tanh(\lambda_M(\mathbf{k} + 1)/2) \tanh(\lambda_M(\mathbf{k})/2) \tanh(\lambda_M(\mathbf{k} - 1)/2) \cdots \tanh(\lambda_M(\mathbf{k} - (Q-1))/2)]^T \quad (7)$$

以上、定義された変数を用いて図2について説明する。はじめに、1回目の第1ストリーム用等化器21-1における処理について説明する。伝送路推定器13によりインパルスレスポンスを推定して、式(3)で定義される行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k})$ を生成する。ここでkは時点を表す。この段階では、他のストリーム用等化器21-2～21-Mにおいて処理が終了していないために、干渉成分生成器23には端子22-1～22-Mよりの各ストリ

$$\mathbf{W}_1(\mathbf{k}) = \{\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k}) \mathbf{H}\mathbf{H}_1^H(\mathbf{k}) + \sigma^2 \mathbf{I}\}^{-1} \mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k}) \mathbf{e}_Q \quad (8)$$

ここで、 σ^2 は平均雑音電力を表し、 \mathbf{I} は単位行列を表す。また、添字のHは複素共役転置を表す。 \mathbf{e}_Q は、中央に位置する要素が1で、それ以外の要素が0となる全要素の数が $2Q-1$ の列ベクトルであり、以下の式で定義される。

$$\mathbf{z}_1(\mathbf{k}) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{H}\mathbf{H}_1^H(\mathbf{k}) \{\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k}) \mathbf{H}\mathbf{H}_1^H(\mathbf{k}) + \sigma^2 \mathbf{I}\}^{-1} \mathbf{r}(\mathbf{k}) \quad (10)$$

この、MMSEフィルタ16の出力 $\mathbf{z}_1(\mathbf{k})$ とインパルスレスポンスを用いて生成された行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k})$ を

$$\lambda_1(\mathbf{k}) = 4 \times \text{Re}\{\mathbf{z}_1(\mathbf{k})\} / (1 - \mu_1(\mathbf{k})) \quad (11)$$

ここで、 $\text{Re}\{z(\mathbf{k})\}$ は $z(\mathbf{k})$ の実数部の値を取ることを表し、 $\mu_1(\mathbf{k})$ は以下の式で定義される。

$$\mu_1(\mathbf{k}) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{H}\mathbf{H}_1^H(\mathbf{k}) \{\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k}) \mathbf{H}\mathbf{H}_1^H(\mathbf{k}) + \sigma^2 \mathbf{I}\}^{-1} \mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k}) \mathbf{e}_Q \quad (12)$$

以上が、1回目の第1ストリーム用等化器21-1の処理であり、尤度値 $\lambda_1(\mathbf{k})$ が出力される。次に、1回

ットの尤度値 $\lambda_1(\mathbf{k})$ を以下の式で定義する。

トル $\mathbf{b}_1(\mathbf{k})$ を以下の式で定義する。

の尤度値を $\lambda_2(\mathbf{k}), \dots, \lambda_M(\mathbf{k})$ として、第2, \dots, M ストリームの尤度値ベクトルを $\mathbf{b}_2(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{b}_M(\mathbf{k})$ とする。このとき、 $\mathbf{b}_M(\mathbf{k})$ は以下の式で表される。

ームの尤度値出力は入力されないため、 $m=1, \dots, M$ の全ての尤度値 $\lambda_m(\mathbf{k})$ はゼロとなり、尤度値ベクトル $\mathbf{b}_m(\mathbf{k})$ もゼロベクトルとなる。したがって、干渉成分生成器23の出力もゼロとなり、受信信号ベクトル $\mathbf{r}(\mathbf{k})$ がMMSEフィルタ16に入力される。MMSEフィルタ16のフィルタ係数ベクトルを $\mathbf{W}_1(\mathbf{k})$ とすると $\mathbf{W}_1(\mathbf{k})$ は、行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}_1(\mathbf{k})$ を用いて以下の式で表される。

$$\mathbf{e}_Q = [0 \cdots 0 \ 1 \ 0 \cdots 0]^T \quad (9)$$

このとき、MMSEフィルタ16の出力 $\mathbf{z}_1(\mathbf{k})$ は以下の式で表される。

【0026】

目の第2ストリーム用等化器21-2の処理について説明する。第2ストリームの信号検出においては、第1ス

トリームの信号成分は干渉成分となるので、受信信号ベクトルから干渉成分を引いた信号ベクトルがMMSEフィルタ16にて処理される。以下、第2ストリーム用等化器21-2における処理を順に述べる。はじめに伝送路推定器13により推定されたインパルスレスポンスを用いて、行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_2(k)$ を生成する。干渉成分生成器23では、第1ストリーム用等化器21-1の尤度値 λ_1

$$\mathbf{r}'_1(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k) \quad (13)$$

なお、受信信号 $r_1(k), \dots, r_N(k)$ から $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k)$ の対応する成分が引算部15-1~15-Nでそれぞれ差し引かれる。MMSEにフィルタ16では、信号ベクトル $\mathbf{r}'_1(k)$ と、インパルスレ

$$\mathbf{z}_2(k) = \mathbf{e}^T \mathbf{I}\mathbf{I}_2^H(k) \{ \mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_2^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{r}'_1(k) \quad (14)$$

ここで、 $\Lambda_1(k)$ は $\mathbf{b}_1(k)$ の要素を用いて以下の形で定義される対角行列である。

$$\Lambda_1(k) = \begin{bmatrix} 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k+(Q-1))}{2} \right\}^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k)}{2} \right\}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k+1)}{2} \right\}^2 & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k)}{2} \right\}^2 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k-1)}{2} \right\}^2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k-(Q-1))}{2} \right\}^2 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k-(Q-1))}{2} \right\}^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

【0029】最後に、尤度値計算器24では、フィルタ16の出力と尤度値ベクトル $\mathbf{b}_1(k)$ とインパルスレスポンスから得られる行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k), \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k)$

$$\lambda_2(k) = 4 \times \text{Re} \{ \mathbf{z}_2(k) \} / (1 - \mu_2(k)) \quad (16)$$

ここで、 $\mu_2(k)$ は以下の式で定義される。

$$\mu_2(k) = \mathbf{e}^T \mathbf{I}\mathbf{I}_2^H(k) \{ \mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_2^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k) \mathbf{e} \quad (17)$$

同様に、1回目の第Mストリーム用等化器21-Mにおける処理では、既に処理が終了している尤度値 $\lambda_1(k), \dots, \lambda_{M-1}(k)$ から得られる尤度値ベクトル

$$\mathbf{r}'_M(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k) - \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k) \mathbf{b}_2(k) - \dots - \mathbf{I}\mathbf{I}_{M-1}(k) \mathbf{b}_{M-1}(k) \quad (18)$$

この信号ベクトル $\mathbf{r}'_M(k)$ がMMSEフィルタ16で処理され、フィルタ出力 $\mathbf{z}_M(k)$ が式(19)に示

$$\mathbf{z}_M(k) = \mathbf{e}^T \mathbf{I}\mathbf{I}_M^H(k) \{ \mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_1^H(k) + \dots + \mathbf{I}\mathbf{I}_{M-1}(k) \Lambda_{M-1}(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_{M-1}^H(k) + \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{r}'_M(k) \quad (19)$$

尤度値計算器24では、フィルタ出力 $\mathbf{z}_M(k)$ 、既に処理が終了している尤度値 $\lambda_1(k), \dots, \lambda_{M-1}(k)$ 、推定されたインパルスレスポンスから得ら

$$\lambda_M(k) = 4 \times \text{Re} \{ \mathbf{z}_M(k) \} / (1 - \mu_M(k)) \quad (20)$$

(k)の出力を用いて、式(6)で定義される尤度値ベクトル $\mathbf{b}_1(k)$ を生成し、これと行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k)$ とから第1ストリーム信号成分 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k)$ を干渉成分として生成する。式(13)に示すように受信信号ベクトルから第1ストリームによる干渉成分が差し引かれ、MMSEフィルタ16に入力される。

【0027】

スポンスから得られる行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k), \mathbf{I}\mathbf{I}_2(k)$ と、尤度値ベクトル $\mathbf{b}_1(k)$ を用いてフィルタ処理が行われる。このとき、フィルタ出力 $\mathbf{z}_2(k)$ は以下の式で表される。

【0028】

【数3】

を用いて、以下の式で表される尤度値出力 $\lambda_2(k)$ が計算される。

30

($\mathbf{b}_1(k), \dots, \mathbf{b}_{M-1}(k)$)を用いて、受信信号ベクトル $\mathbf{r}(k)$ から他のストリームの信号成分が干渉成分として式(18)に示すように差し引かれ、

すように得られる。

【0030】

れる行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k), \dots, \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ を用いて、尤度値出力 $\lambda_M(k)$ が計算される。

ここで、 $\mu_M(k)$ は以下の式で定義される。

【0031】

$$\mu_M(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_{M-1}(k) \Lambda_{M-1}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_{M-1}^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \mathbf{e}_Q \quad (21)$$

以上が、1回目の各ストリーム用等化器における処理となる。続いて、2回目における各ストリーム用等化器における処理を説明する。はじめに、2回目の第1ストリーム用等化器21-1における処理について述べる。1

$\mathbf{M}(k)$ を利用して処理が行われる。受信信号ベクトルから第2ストリームから第Mストリームの信号成分が干渉成分として差し引かれる。

【0032】

回目の処理とは異なり、尤度値 $\lambda_1(k)$, ..., λ_{10}

$$\mathbf{r}_{1'}(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_{1'}(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \mathbf{b}_2(k) - \cdots - \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \mathbf{b}_M(k) \quad (22)$$

ここで、 $\mathbf{b}_{1'}(k)$ は式(6)における $\mathbf{b}_1(k)$ 下の形で定義される。の中央に位置する要素をゼロとしたベクトルであり、以

$$\mathbf{b}_{1'}(k) = [\tanh(\lambda_1(k+Q-1))/2 \cdots \tanh(\lambda_1(k+1)/2) \quad 0 \quad \tanh(\lambda_1(k-1))/2 \cdots \tanh(\lambda_1(k-Q-1))/2]^T \quad (23)$$

これは、第1ストリームの時点kの信号成分を残し、その前後の符号間干渉成分を除去するように作用する。

られる信号ベクトル $\mathbf{r}_{1'}(k)$ がMMSEフィルタ16にて処理され、2回目のフィルタ出力 $z_{1'}(k)$

【0033】干渉成分が差し引かれた式(22)で与え

が式(24)により計算される。

$$z_1(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_{1'}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \Lambda_2(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{r}_{1'}(k) \quad (24)$$

ここで、 $\Lambda_{1'}(k)$ は式(15)で定義される $\Lambda_1(k)$ の中央に位置する要素を1とした対角行列であり、以下の形で表される。

【0034】

【数4】

$$\Lambda_{1'}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k+Q-1)}{2} \right\}^2 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k+1)}{2} \right\}^2 & 0 & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k-1)}{2} \right\}^2 & 0 & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 - \left\{ \tanh \frac{\lambda_1(k-Q-1)}{2} \right\}^2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

【0035】中央の要素のみを1とすることは、

$\mathbf{b}_{1'}(k)$ の場合と同様に、時点kの信号成分を残し、その前後の符号間干渉成分を除去するように作用す

る。最後に、尤度値計算器24により尤度値出力 $\lambda_{1'}(k)$ が計算される。

$$\lambda_{1'}(k) = 4 \times \text{Re} \{ z_{1'}(k) \} / (1 - \mu_{1'}(k)) \quad (26)$$

ここで、 $\mu_{1'}(k)$ は以下の式で定義される。

$$\mu_{1'}(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_{1'}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \Lambda_2(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \mathbf{e}_Q \quad (27)$$

同様に、第2ストリーム用等化器21-2の2回目の処理においても、はじめに受信信号ベクトルから干渉

成分を引いた信号ベクトルを以下の式により求める。

【0036】

$$\mathbf{r}_{2'}(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \mathbf{b}_{2'}(k) - \cdots - \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \mathbf{b}_M(k) \quad (28)$$

ここで、 $\mathbf{b}_1(k)$ は、第1ストリーム用等化器21-1において2回目の等化処理により導出された尤度値出力 $\lambda_{1'}(k)$ を用いて生成される尤度値ベクトルであり、 $\mathbf{b}_{2'}(k)$ は式(23)の場合と同様に、中央の

要素を0として、残りは1回目の第2ストリーム用等化器21-2から出力された尤度値 $\lambda_2(k)$ を用いて生成される尤度値ベクトルである。この差ベクトル $\mathbf{r}_{2'}(k)$ がMMSEフィルタ16に入力されてフィルタ処

理される。このとき、フィルタ出力 $z_2'(k)$ は以下の式で表される。

【0037】

$$z_2'(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \Lambda_2'(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{r}_2'(k) \quad (29)$$

ここで、 $\Lambda_2'(k)$ は $\Lambda_2(k)$ の中央に位置する要素を 1 とした対角行列である。このフィルタ出力を用いて、

尤度値計算器 24 により尤度値出力 $\lambda_2'(k)$ が計算される。

$$\lambda_2'(k) = 4 \times \text{Re} \{ z_2'(k) \} / (1 - \mu_2'(k)) \quad (30)$$

ここで、 $\mu_2'(k)$ は以下の式で定義される。

【0038】

$$\mu_2'(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \Lambda_2'(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_2^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_3(k) \Lambda_3(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_3^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{I} \mathbf{I}_2(k) \mathbf{e}_Q \quad (31)$$

同様に、第 m ストリーム用等化器 21- m の a 回目

-1 から第 $m-1$ ストリーム用等化器 21- $m-1$ の尤度値出力を用いて、はじめに受信信号から干渉成分を次式により差し引く。

(a は 1 以上の任意の整数) の処理においては、 $a-1$ 回目の等化処理における第 m ストリーム用等化器 21- m から第 M ストリーム用等化器 21- M の尤度値出力と、 a 回目の等化処理における第 1 ストリーム用等化器 21-

【0039】

$$\mathbf{r}_m'(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \mathbf{b}_1(k) - \cdots - \mathbf{I} \mathbf{I}_{m-1}(k) \mathbf{b}_{m-1}(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_m(k) \mathbf{b}_m'(k) - \mathbf{I} \mathbf{I}_{m+1}(k) \mathbf{b}_{m+1}(k) - \cdots - \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \mathbf{b}_M(k) \quad (32)$$

ここで、 $\mathbf{b}_1(k)$, \cdots , $\mathbf{b}_{m-1}(k)$ はそれぞれ第 1 ストリーム用等化器 21-1 から第 $m-1$ ストリーム用等化器 21- $m-1$ の a 回目の等化処理により得られた尤度値出力より生成される尤度値ベクトルを表し、 $\mathbf{b}_m'(k)$, $\mathbf{b}_{m+1}(k)$, \cdots , $\mathbf{b}_M(k)$ は第 m ストリーム用等化器 21- m から第 M ストリーム用等化器 21- M の $a-1$ 回目の等化処理により得られた尤度値出力より生成される尤度値ベクトルを表す ($a=1$ である 1 回

目の等化処理においては、 $\mathbf{b}_1(k)$, \cdots , $\mathbf{b}_M(k)$ は全てゼロにより構成されるベクトルとなる)。また、尤度値ベクトル $\mathbf{b}_k'(k)$ の中央に位置する要素はゼロとする。この信号ベクトル $\mathbf{r}'(k)$ が MMSE フィルタ 16 により処理されて、以下の式で示されるフィルタ出力 $z_m(k)$ を得る。

【0040】

$$z_m(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_m^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_{m-1}(k) \Lambda_{m-1}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_{m-1}^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_m(k) \Lambda_m'(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_m^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_{m+1}(k) \Lambda_{m+1}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_{m+1}^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{r}_m'(k) \quad (33)$$

ここで、 $\Lambda_1(k)$, \cdots , $\Lambda_{m-1}(k)$ は、それぞれ第 1 ストリーム用等化器 21-1 から第 $m-1$ ストリーム用等化器 21- $m-1$ の a 回目の等化処理により得られた尤度値出力により生成される対角行列であり、 $\Lambda_m'(k)$, $\Lambda_{m+1}(k)$, \cdots , $\Lambda_M(k)$ は、それぞれ第 m ストリーム用等化器 21- m から第 M ストリーム用等化器

21- M の $a-1$ 回目の等化処理により得られた尤度値出力により生成される対角行列である。また、 $\Lambda_m'(k)$ の中央に位置する要素は 1 とする。最後にフィルタ出力を用いて、尤度値計算器 24 により尤度値出力 $\lambda_m(k)$ が得られる。

【0041】

$$\lambda_m(k) = 4 \times \text{Re} \{ z_m(k) \} / (1 - \mu_m(k)) \quad (34)$$

ここで、 $\mu_m(k)$ は以下の式で定義される。

$$\mu_m(k) = \mathbf{e}_Q^T \mathbf{I} \mathbf{I}_m^H(k) \{ \mathbf{I} \mathbf{I}_1(k) \Lambda_1(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_1^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_{m-1}(k) \Lambda_{m-1}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_{m-1}^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_m(k) \Lambda_m'(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_m^H(k) + \mathbf{I} \mathbf{I}_{m+1}(k) \Lambda_{m+1}(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_{m+1}^H(k) + \cdots + \mathbf{I} \mathbf{I}_M(k) \Lambda_M(k) \mathbf{I} \mathbf{I}_M^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \}^{-1} \mathbf{I} \mathbf{I}_m(k) \mathbf{e}_Q \quad (35)$$

以上の処理を繰り返し行うことで、各ストリーム用等化器において、より確からしい尤度値出力を得ることができるために、最終的に得られた尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_M(k)$ の出力を判定器 17-1 \sim 17- M に通して得られるデータ出力として誤りの少ないデータを得ることができる。なお、第 m ストリーム用等化器 21- m における干渉成分生成器 23 の機能構成は図 3A に示ようになる。端子 22-1 \sim 22- $m-1$ よりの今回 (a 回目)

の等化処理で得られた尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_{m-1}(k)$ が尤度ベクトル生成部 26-1 \sim 26- $m-1$ に入力されて、それぞれ式 (6) 中の添字「1」をそれぞれ「1」, \sim , 「 $m-1$ 」とした尤度ベクトル $\mathbf{b}_1(k) \sim \mathbf{b}_{m-1}(k)$ が生成され、端子 22- m \sim 22- M より前回 ($a-1$ 回目) の等化処理で得られた尤度値 $\lambda_m(k) \sim \lambda_M(k)$ が尤度ベクトル生成部 26- m \sim 26- M に入力され、尤度ベクトル生成部 26- m +

1～26-Mでは式(6)中の添字「1」をそれぞれ「m+1」, ~, 「M」とした尤度ベクトル $\mathbf{b}_{m+1}(k) \sim \mathbf{b}_M(k)$ が生成され、尤度ベクトル生成部26-mでは式(23)中の添字「1」を「m」とした尤度ベクトル $\mathbf{b}_m'(k)$ が生成される。

【0042】これら尤度ベクトル $\mathbf{b}_1(k)$, $\mathbf{b}_{m-1}(k)$, $\mathbf{b}_m'(k)$, $\mathbf{b}_{m+1}(k)$, ..., $\mathbf{b}_M(k)$ と伝送路推定器13よりのインパルスレスポンス行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k)$, ..., $\mathbf{I}\mathbf{I}_{m-1}(k)$, $\mathbf{I}\mathbf{I}_m(k)$, $\mathbf{I}\mathbf{I}_{m+1}(k)$, ..., $\mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ とがそれぞれ乗算部27-1～27-Mで乗算されて、第1～第Mストリームの第mストリームに対する各干渉成分が生成される。またフィルタ16の機能構成は図3Bに示すように、対角行列生成部28に今回(a回目)の等化処理で得られた尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_{m-1}(k)$ と前回(a-1回目)の等化処理で得られた尤度値 $\lambda_{m+1}(k) \sim \lambda_M(k)$ が入力され、式(15)中の添字「1」をそれぞれ「1」～「m-1」, 「m+1」～「M」とした対角行列 $\Lambda_1(k) \sim \Lambda_{m-1}(k)$, $\Lambda_{m+1}(k) \sim \Lambda_M(k)$ が生成され、また前回(a-1回目)の等化処理で得られた尤度値 $\lambda_m(k)$ が対角行列生成部28' 20 に入力され、式(25)中の添字「1」を「m」とした対角行列 $\Lambda_m'(k)$ が生成される。これら対角行列 $\Lambda_1(k) \sim \Lambda_{m-1}(k)$, $\Lambda_{m+1}(k) \sim \Lambda_M(k)$ 及び $\Lambda_m'(k)$ と、インパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ と平均雑音電力 σ^2 とが行列演算部29に入力され、式(33)の右辺中の差ベクトル $\mathbf{r}_m'(k)$ (k)を除いた式が演算されてフィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ が計算される。対角行列生成部28及び28' 30 と行列演算部29によりフィルタ係数計算部31が構成される。受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ から干渉成分が差し引かれた差ベクトル $\mathbf{r}_m'(k)$ がフィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ とによりフィルタ処理部32でフィルタ演算処理され、つまり $\mathbf{W}_m(k) \mathbf{r}_m'(k)$ が演算されてフィルタ出力 $\mathbf{z}_m(k)$ が得られる。

【0043】尤度値計算部24ではフィルタ出力 $\mathbf{z}_m(k)$ と、フィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ と、インパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_m(k)$ とが入力されて、 $\mu_m(k) = \mathbf{W}_m(k) \mathbf{I}\mathbf{I}_m(k) \mathbf{e}_q$ 、つまり式(35)が演算部24aで計算され、更に演算部24bで $\mu_m(k)$ と $\mathbf{z}_m(k)$ とから式(34)が計算されて尤度値 $\lambda_m(k)$ 40 が得られる。この尤度値 $\lambda_m(k)$ は判定器17-mに入力され、2値判定が行われる。前述したように尤度値 $\lambda_m(k)$ は $\tanh(\lambda_m(k)/2)$ と正規化されて各種演算に利用されるため、各ストリーム用等化器21-m (m=1, ..., M) に共通の正規化部により各 $\tanh(\lambda_m(k)/2)$ の演算を行うことが好ましい。

【0044】以上の等化処理の手順の例を図4に示す。まずインパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ を求め(S0)、パラメータmを1とし(S1)、今回求

めた尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_{m-1}(k)$ (又は $\tanh(\lambda_1(k)/2) \sim \tanh(\lambda_{m-1}(k)/2)$ 以下同様) と前回求めた尤度値 $\lambda_m(k) \sim \lambda_M(k)$ (又は $\tanh(\lambda_m(k)/2) \sim \tanh(\lambda_M(k)/2)$ 以下同様) により尤度ベクトル生成部26-1～26-Mで尤度ベクトル $\Lambda_1(k)$, ..., $\Lambda_{m-1}(k)$, $\Lambda_m'(k)$, $\Lambda_{m+1}(k)$, ..., $\Lambda_M(k)$ を生成する(S2)。これら尤度ベクトルとインパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ とを用いて干渉成分を乗算部27-1～27-Mで計算する(S3)。各尤度ベクトルを生成するごとに対応する干渉生成を計算してもよい。

【0045】受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ からこれら干渉成分を除去して差ベクトル $\mathbf{r}_m'(k)$ を求める(S4)。また今回求めた尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_{m-1}(k)$ と前回求めた尤度値 $\lambda_m(k) \sim \lambda_M(k)$ とインパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ と平均雑音電力 σ^2 とを用いてフィルタ係数計算部31でフィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ を計算する(S5)。フィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ で差ベクトル $\mathbf{r}_m'(k)$ をフィルタ処理してフィルタ出力 $\mathbf{z}_m(k)$ を求める(S6)。フィルタ出力 $\mathbf{z}_m(k)$ 、フィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ 、インパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_m(k)$ により尤度値計算部24により尤度値 $\lambda_m(k)$ (又は $\tanh(\lambda_m(k)/2)$) を計算する(S7)。

【0046】mがMになったかを調べ(S8)、Mになっていなければmを+1してステップS2に戻る(S9)。mがMになったら、等化処理を所定回数行ったかを調べ(S10)、所定回数行っていないならばステップS1に戻り、所定回数行ったならば、この時の尤度値 $\lambda_m(k)$ (又は $\tanh(\lambda_m(k)/2)$) を判定器17で判定して出力する(S11)。ステップS8でm=Mであったら、破線枠S12で示すように尤度値 $\lambda_m(k)$ の判定器17による判定を行って、途中結果として出力するようにしてもよい。ステップS5のフィルタ係数計算を、ステップS2～S4の前に行ってもよい。

【0047】計算機シミュレーションにより、実施例1による受信機と、文献4による受信機の実験比較を行った結果を図5に示す。計算機シミュレーションの諸元として、送信アンテナ数M及び受信アンテナ数Nはそれぞれ5として変調方式はBPSKとした。伝搬路は1波レイリーフェージング伝搬路として、送信信号の1フレーム内で時間変動はしないこととし、伝送路(インパルスレスポンス)推定は理想的に行われているものとし、各フレームは情報256シンボルにより構成されることとした。受信機ではインパルスレスポンスにより各ストリームの受信信号電力を比較して、最も受信電力の強いストリームを第1ストリームとして、受信電力の大きい順に各ストリーム用等化器における処理を行うこととした。

【0048】図5において破線35は文献4の受信機構

成において第1ストリーム用等化器12-1から第Mストリーム用等化器12-Mまでの処理を行った後の、各ストリームのデータ出力の平均ビット誤り率を示す。破線36は文献4の受信機構成において第1ストリーム用等化器12-1から第Mストリーム用等化器12-Mまでの処理を行った後、得られたデータ出力を用いて、さらに第1ストリーム用等化器12-1から第Mストリーム用等化器12-Mまでの処理を行った後の各ストリームのデータ出力の平均ビット誤り率を示す。実線37は実施例1の受信機構成を用いて第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mまでの処理が終わった後での平均ビット誤り率を示し、実線38は実施例1の受信機構成を用いて第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mまでの処理が終わった後、さらに再び第1ストリーム用等化器21-1から第Mストリーム用等化器21-Mまでの処理を行った後での平均ビット誤り率を示す。つまり、実線38は、各ストリーム用等化器における処理を2回繰り返した後の特性となる。

【0049】 E_b はビットエネルギー、 N_0 は雑音電力を示す。図5に示す結果より、文献4の方法を用いた場合は処理を繰り返しても殆ど特性が改善されないが、実施例1の構成では、処理を繰り返すことにより特性が改善するとともに、各ストリーム用等化器の処理を1回だけ行った場合の結果においても、文献4の受信機構成による特性よりも優れていることが確認された。次に、3波レイリーフェージング伝搬路（先行波、1シンボル遅延波、2シンボル遅延波）における特性を図6に示す。ここで、等化器が考慮する最大遅延シンボル数は2とした。破線41、42、43は文献4の方法を用いてそれぞれ1回、2回、3回処理した場合であり、実線44、45、46は実施例1の構成によりそれぞれ1回、2回、3回処理した場合である。この場合は文献4の方法も処理を繰返し行うことにより特性が改善しているが、実施例1の構成の特性の方が優れていることが確認できる。文献4の方法では遅延波が考慮されていないが、図6より遅延波を考慮した場合においても、実施例1は文献4の方法に比べて特性を改善することができる。

【0050】図1に示した構成中の判定器17-1～17-Mを除いた部分は多入力多出力等化器を構成している。

実施例2

続いて、この発明の実施例2を図7に基づいて説明する。図7においては図1に示したストリーム用等化器21-1～21-Mの代りにストリーム用等化器47-1～47-Mを用い、そのストリーム用等化器の尤度値出力の受け渡し方が実施例1と異なる。実施例1では、第mストリーム用等化器21-mの処理により得られた尤度値出力を第m+1ストリーム用等化器21-m+1の処理において用いていたが、実施例2では第mストリーム

用等化器47-mよりの尤度値出力を第m+1ストリーム用等化器47-m+1の処理に用いない。

【0051】したがって、実施例2では始めに第1ストリーム用等化器47-1から第Mストリーム用等化器47-Mは受信信号ベクトルのみを用いて等化処理を行う。全ストリーム用等化器47-1～47-Mにおける1回目の処理が終了した後、得られた各尤度値出力と同一の受信信号ベクトルを用いて、再び各ストリーム用等化器47-1～47-Mにおいて処理が行われる。この構成では、各ストリーム用等化器47-1～47-Mの処理を同時に行うことができるので、全体の処理に必要な時間を削減できる。この場合の処理手順の例を図8を参照して簡単に説明する。まずインパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ を推定し (S0)、これらを用いて以下の処理を $m=1, \dots, M$ について行う。まずフィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ を、式(8)の添字の「1」を「m」とすることにより計算し (S1)、これら各フィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ により受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ をフィルタ処理し (S2)、各フィルタ処理結果 $z_m(k)$ とフィルタ係数 $\mathbf{W}_m(k)$ 、インパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_m(k)$ を用いて尤度値 $\lambda_m(k)$ (又は $\tanh(\lambda_m/2)$) を求める (S3)。これまでが1回目の処理である。

【0052】次に $m=1, \dots, M$ について以下の処理を行う。まず前回の尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_M(k)$ を用いて尤度ベクトルを生成する (S4)、この尤度ベクトルの生成は図4中のステップS2と同様であるが、ただ尤度値として前回処理により求めたものを全て用いる点異なる。次に各 $m=1, \dots, M$ ストリームに対する干渉成分をそれぞれ生成し (S5)、これら干渉成分を、受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ からそれぞれ除去して $\mathbf{r}'_1(k) \sim \mathbf{r}'_M(k)$ を求め (S6)、またフィルタ係数 $\mathbf{W}_1(k) \sim \mathbf{W}_M(k)$ を計算する (S7)。この計算は図4中のステップS5と同様であるが、ただ尤度値として前回処理により求めたものを全て用いる点異なる。

【0053】これらフィルタ係数 $\mathbf{W}_1(k) \sim \mathbf{W}_M(k)$ により $\mathbf{r}'_1(k) \sim \mathbf{r}'_M(k)$ をそれぞれフィルタ処理し (S8)、これらフィルタ処理結果 $z_1(k) \sim z_M(k)$ とフィルタ係数 $\mathbf{W}_1(k) \sim \mathbf{W}_M(k)$ と、インパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ をそれぞれ用いて、図4中のステップS7と同様な計算により尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_M(k)$ をそれぞれ計算する (S9)。処理回数が所定回数になったかを調べ (S10)、なっていないければステップS4に戻り、なっていれば尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_M(k)$ をそれぞれ判定器で判定して出力する (S11)。ステップS9の後に、尤度値 $\lambda_1(k) \sim \lambda_M(k)$ を判定して途中結果として出力してもよい (S12)。

【0054】この、実施例1による受信機構成と実施例

1 による受信機構成の各特性を計算機シミュレーションにより比較した。その結果を図 9 に示す。計算機シミュレーション諸元は図 6 の場合と同等であり、図 9 における実線 5 1, 5 2, 5 3 は実施例 2 の受信機構成における 1 回、2 回、3 回の処理の特性を示し、破線 5 4, 5 5, 5 6 は実施例 1 における受信機構成の 1 回、2 回、3 回の処理の特性を示す。実施例 2 の受信機構成における 1 回目、2 回目の処理が終了した後の特性は、実施例 1 の受信機構成における特性の対応するものよりも劣化しているが、3 回目の処理が終了した後の特性は、ほぼ同等である。したがって、3 回繰返し処理を行う場合は、実施例 2 の受信機構成を用いることにより、実施例 1 の受信機構成を用いる場合よりも、処理時間を削減することができる。

【0055】図 7 中の判定器 1 7-1 ~ 1 7-M を除いた部分は多入力多出力等化器を構成している。

実施例 3

次に、この発明の実施例 3 について説明する。文献 5 では MIMO チャンネル信号伝送に関して、等化と復号を繰返し処理する受信機構成が提案されている。図 2 2 は、文献 5 における送受信機構成を示す。第 1 ~ 第 M ストリームのデータは符号器 6 1-1 ~ 6 1-M でそれぞれ符号化され、これら符号化データはインターリーブ 6 2-1 ~ 6 2-M でフレーム間の符号化系列の並び順序が変えられ、これらデータにより、送信機 6 3-1 ~ 6 3-M で搬送波が変調され、送信アンテナ ANS-1 ~ ANS-N に供給される。受信アンテナ ANR-1 ~ ANR-M に受信された信号は MIMO 等化器 6 4 に入力され、その等化出力（尤度値出力）はデインターリーブ 6 5-1 ~ 6 5-M でそれぞれ並びかえが戻され、復号器 6 6-1 ~ 6 6-M で復号される。これら復号器 6 6-1 ~ 6 6-M より各尤度値出力はインターリーブ 6 7-1 ~ 6 7-M でそれぞれ並びかえられて MIMO 等化器 6 4 に入力され、先の受信信号の等化処理に利用される。

【0056】MIMO 等化器 6 4 は図 2 3 に示すように各アンテナ ANR-1 ~ ANR-N からの受信信号サンプル値は第 1 ~ 第 M ストリーム用等化器 6 8-1 ~ 6 8-M にそれぞれ入力され、これら等化器 6 8-1 ~ 6 8-M には復号器 6 6-1 ~ 6 6-M からの各尤度値がインターリーブをそれぞれ介して入力される。各ストリーム用等化器 6 8-m において尤度値出力を導出して、その値を SISO (Soft-Input Soft-Output) 復号器 6 6-m にて復号を行う。復号器 6 6-m から得られた尤度値出力は、インターリーブ 6 7-m を介して再び各ストリーム用等化器 6 8-m において用いられ処理が行われる。以上の処理を繰返し行い、最終的に復号器 6 6-1 ~ 6 6-M から第 1 ~ 第 M ストリームのデータ出力が得られる。図 2 0 に示した構成では、各ストリーム用等化器 6 8-1 ~ 6 8-M の処理を同時に行うことができる。

【0057】実施例 3 は、各ストリーム用等化器は処理

を順次行い、復号器よりの尤度値と今回の処理におけるストリーム用等化器の出力尤度値も利用される。つまり図 1 0 に示すように第 1 ~ 第 M ストリーム用等化器 7 1-1 ~ 7 1-M において、これらは処理を順次行い、第 m ストリーム用等化器 7 1-1 には第 1 ~ 第 m-1 ストリーム用等化器 7 1-1 ~ 7 1-m-1 よりの尤度値出力と、復号器 6 6-m ~ 6 6-M よりの尤度値出力とが入力される。このように第 m ストリーム用等化器 7 1-m において得られた尤度値出力を第 m+1 ストリーム用等化器 7 1-m+1 において用いることで、より確からしい尤度値を用いて処理を行うことができるために、特性を改善することができる。

実施例 4

次に、この発明の実施例 4 について図 1 1 に基づいて説明する。実施例 4 は実施例 1 の方法をマルチキャリア型として遅延波の影響軽減を行い、各ストリーム用等化器において等化器が到来波を一波のみ考慮する構成として、各ストリーム用等化器の演算量を削減することを特徴とする。マルチキャリア方式は、高速伝送を行う上で問題となる遅延波の影響を軽減するために複数のキャリア（搬送波）を用いて信号を伝送する方式であり、デジタル放送などにおいて注目されている技術である。マルチキャリア方式は、一つのキャリアを用いて信号伝送を行う場合と同じ帯域幅の周波数を複数のサブキャリアに分けて信号伝送を行うことにより、各サブキャリアにおける情報伝送速度を下げるができるために、遅延波の影響を軽減することができる。また、ガードインターバルを設けることにより、効率的に遅延波の影響を軽減することができる。このマルチキャリア方式は、送受信機をキャリアの数だけ用いることにより実現することが可能であるが、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) と呼ばれる高速フーリエ変換を用いてマルチキャリア多重化を行う方法が一般的である。

【0058】図 1 1 を参照してマルチキャリア方式について説明する。送信側では第 1 ~ 第 M ストリームにおいて、変調器 7 3-1 ~ 7 3-M により BPSK や QPSK などの変調を行い、その後で直列-並列変換器 7 4-1 ~ 7 4-M により直並列変換を行い、更にマルチキャリア化を行う。マルチキャリア化の一手段として、図 1 1 では高速逆フーリエ変換 (Inverse Fast Fourier Transform) 器 7 5-1 ~ 7 5-M を用い、各並列出力ごとに高速逆フーリエ変換を行ってマルチキャリア化を行っている。図 1 1 では略されているが、高速逆フーリエ変換された信号はガードインターバルが付加された後で送信される。

【0059】受信側では、各アンテナ ANR-1 ~ ANR-N において受信されたマルチキャリア多重化された信号を各サブキャリアごとの信号に戻す。図 1 1 ではマルチキャリア多重化された信号を各サブキャリアごとの信号に戻す一手段として高速フーリエ変換 (Fast Fouri

10

20

30

40

50

er Transform) 器 76-1 ~ 76-N を用いている。高速フーリエ変換器 76-1 ~ 76-N で高速フーリエ変換された各周波数成分、つまり各サブキャリアは、サブキャリアごとに MIMO 等化器 77-1 ~ 77-J により、複数の送信アンテナから送信された信号の分離を行う。つまりアンテナ ANR-1 ~ ANR-N より得られた各サブキャリア f_j ($j = 1, \dots, J$) は同一の MIMO 等化器 77-j に入力される。

【0060】各 MIMO 等化器 77-j の構成は図 12 に示す受信機構成となる。同一サブキャリア f_j の各アンテナ対応の受信信号サンプル値が端子 11-1 ~ 11-N に入力される。これらは第 1 ~ 第 M ストリーム用等化器 79-1 ~ 79-M に入力される。端子 81-1 ~ 81-M に後で述べる並列直列変換器 78-1 ~ 78-M よりの第 1 ~ 第 M ストリームの尤度値が入力される。第 m ストリーム用等化器 79-m には第 1 ~ 第 m-1 ストリーム用等化器 79-1 ~ 79-m-1 の出力尤度値と、端子 81-m ~ 81-M よりの尤度値が入力されて、等化処理に用いられる。つまりこれ等の等化処理動作は図 1、図 10 と同様である。

【0061】先に述べたように、直並列変換することにより、更に必要に応じてガードインターバルを設けることにより、遅延波の影響を軽減することができるため、各ストリーム用等化器 79-M の構成は図 2 に示した構成において、到来波を 1 波のみ考慮して遅延波を考慮しない場合の構成となる。各 MIMO 等化器 77-1 ~ 77-J の各第 1 ~ 第 M ストリーム対応尤度値出力はそれぞれ第 1 ~ 第 M 並列-直列変換器 78-1 ~ 78-M でそれぞれ直列の尤度値出力とされて、これら第 1 ~ 第 M 直列尤度値出力はそれぞれ判定器 17-1 ~ 17-M へ供給されると共に図 12 中の端子 81-1 ~ 81-M へ供給される。

【0062】各ストリーム用等化器 79-m は到来波を 1 波のみ考慮し、遅延を考慮しない構成であるため、その結果、マルチキャリア型としない場合は受信アンテナ数 N、等化器 21-m が考慮する最大遅延シンボル数を $Q-1$ とすると、式 (35) の逆行列演算のために演算量は $(N \times Q)^3$ のオーダーで増加してしまうのに対して、実施例 4 では等化器 79-m は遅延波を考慮しないために、演算量は N^3 のオーダーでの増加に抑えることができる。つまり、実施例 4 により演算量を従来の方式と比較して $1/Q^3$ に削減することができる。なお、高速フーリエ変換器 76-n ($n = 1, \dots, N$) の代りに複数の周波数発振器に周波数変換器の組合せを用いてもよい、つまり各受信アンテナ ANR-n の受信信号対応は、その受信信号をサブキャリアごとに分離する分離部を設ければよい。

実施例 5

この発明の実施例 5 について説明する。図 11 に示したマルチキャリア型 MIMO チャンネル信号伝送において、

実施例 4 では、MIMO 等化器 77-j の構成は図 12 に示した構成としたが、この実施例 5 では MIMO 等化器 77-j におけるストリーム用等化器 79-1 ~ 79-M の接続構成を図 13 に示すように図 7 に示したと同様の接続構成とする。この構成により各ストリーム用等化器 79-m の処理を同時に行うことができる。したがって、図 12 に示した構成と比較して、処理にかかる時間を削減することができる。

実施例 6

10 この発明の実施例 6 について図 14 及び図 15 を参照して説明する。図 14 及び図 15 に示すマルチキャリア型 MIMO チャンネル信号伝送の送受信構成は、図 11 に示したマルチキャリア型 MIMO チャンネル信号伝送に、図 22 に示した符号化を加えた構成であって、対応する部分に同一参照符号を付けてある。図 14 において、第 1 ストリームから第 M ストリームの各送信アンテナから送信される情報は、始めに符号器 61-m によりそれぞれ符号化が行われ、インターリーブ 62-m によってフレーム内の符号化系列が並ぶ順序が変えられる。ここで、
20 図では各送信アンテナにおける符号化を別々に表しているが、例えば一人のユーザが複数のアンテナ ANS-1 ~ ANS-M を用いて信号伝送を行う場合は、各アンテナ ANS-1 ~ ANS-M に対応する符号化を協調して行うことにより、受信品質の特性が改善できる。これ以降における送信側での処理は、図 11 に示した処理と同等となる。

【0063】受信側では、図 15 に示すように、マルチキャリア多重化された信号を各キャリアごとの信号に戻して、図 10 に示した構成の MIMO 等化器 77-j を用いて信号分離を行い、並列-直列変換器 78-m により並直列変換を行う。その後、デインターリーブ 65-m を介して復号器 66-m により復号を行う。ここで、送信側において各送信アンテナにおける符号化を協調して行った場合は、復号についても一括で処理を行うこととなる。復号器 66-m としては SISO 型の復号器を用いて、符号化系列の尤度値出力を導出して、その結果を、インターリーブ 67-m を介して MIMO 等化器 77-1 ~ 77-J に戻す。このように、信号分離と復号の処理を繰返し行い、復号器 66-m から出力されるデータ出力が最終的な判定結果となる。
40

【0064】図 15 に示したようにマルチキャリア化することにより、各ストリーム用等化器における演算量を削減することができる。具体的には、マルチキャリア型としない場合は受信アンテナ数 N、等化器が考慮する最大遅延シンボル数を $Q-1$ とすると、式 (35) の逆行列演算のために各ストリーム用等化器の演算量は $(N \times Q)^3$ のオーダーで増加してしまうのに対して、実施例 6 では等化器は遅延波を考慮しないために、演算量は N^3 のオーダーでの増加に抑えることができる。つまり、
50 この実施例 6 により演算量を従来の方式と比較して $1/Q^3$

Q^3 に削減することができる。

実施例 7

図 15 に示した実施例 6 における送受信機構成において、MIMO 等化器 77-j の構成を図 23 に示した構成とすることにより、各ストリーム用等化器の処理を同時に行うことができる。したがって、図 10 に示した構成をとる実施例 6 の方法と比較して、処理に要する時間を削減することができる。

実施例 8

図 20 及び図 21 に示した V-BLAST 法の構成では、発明が解決しようとする課題の項で述べたように、あるストリームの等化処理により得られた信号判定結果が間違っていた場合、その次に行われるストリームの等化処理において、受信信号から正しく他のストリームの信号成分を差し引くことができないために、さらに誤りが生じてしまう。これは誤り伝播と呼ばれる。V-BLAST 型等化器においてより確からしい信号判定結果を用いる方法として、送信側で誤り訂正符号化を行い、受信側で復号器から得られる結果を用いて V-BLAST 型等化器において処理を行い、等化と復号の処理を繰返し行うという方式が考えられる。しかし、この場合にお

$$\mathbf{b}''_1(k) = [b_1(k+Q-1) \cdots b_1(k) \cdots b_1(k-Q+1)]^T \quad (36)$$

を作り、同様に $b_2(k) \sim b_{m-1}(k)$ についても干渉シンボルベクトル $\mathbf{b}''_2(k) \sim \mathbf{b}''_{m-1}(k)$ を作り、これらと対応するインパルスレスポンス $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_{m-1}(k)$ との積により干渉成分を生成する。

【0066】これら干渉成分を受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ から差し引き、差ベクトル $\mathbf{r}'_m(k)$ を求める (S4)。また $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_m(k)$ よりフィルタ係数 $\mathbf{w}_m(k)$ を計算し (S5)、このフィルタ係数 $\mathbf{w}_m(k)$ で差ベクトル $\mathbf{r}'_m(k)$ を線形フィルタ 16 でフィルタ処理し (S6)、そのフィルタ処理結果 $z_m(k)$ を判定器 17-m で判定し、第 m ストリームデータ出力を得る (S7)。この第 m ストリームデータ出力を図 16 に示すように復号器 91-m で誤り訂正復号する (S8)。送信側ではデータを誤り訂正符号化方法により符号化している。次に m が M になったかを調べ (S9)、M になっていなければ m を +1 してステップ S3 に戻り次のストリーム等化器の処理に移る (S10)。ステップ S9 で $m=M$ であれば、第 1 ～第 M ストリーム等化器 12-1 ～12-M における 1 回目の等化処理が終了する。要するにこの 1 回目の等化処理は実施例 1 において尤度値 $\tanh(\lambda_m(k))$ の代りに既に処理された判定結果 $b_m(k)$ のみを用いたものであり、文献 4 に示す V-BLAST 法と同一である。

【0067】2 回目以後の等化処理においては、前回の等化処理、誤り訂正復号された出力 (復号結果) $b'_1(k) \sim b'_M(k)$ を、端子 92-1 ～92-M より全ストリーム等化器 12-1 ～12-M に入力して、その干渉成分生成器 14 においてインパルスレスポンス行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}$

いても誤り伝播の影響による特性劣化が起きてしまう。そこでこの発明の実施例 8 では、等化と復号の処理を繰返し行うこととして、1 回目の等化処理は図 20 に示した構成により行い、2 回目以降の等化処理は図 16 に示す構成により前回の復号結果を用い、各ストリーム用等化器 12-m としては尤度値の導出を必要としない図 21 に示した構成を用いる。

【0065】つまり例えば図 17 に示すように、伝送路推定器 13 によりインパルスレスポンス行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_M(k)$ を推定し (S1)、m を 1 に初期化する (S2)。第 m ストリーム等化器 12-m において、既に 1 回目の等化処理を済した第 1 ～第 m-1 ストリーム等化器 12-1 ～12-m-1 よりの判定器 17-1 ～17-m-1 の出力データ $b_1(k) \sim b_{m-1}(k)$ と、インパルスレスポンス行列 $\mathbf{I}\mathbf{I}_1(k) \sim \mathbf{I}\mathbf{I}_{m-1}(k)$ を用いて、受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ 中の第 1 ～第 m-1 ストリームの信号による干渉成分を、干渉成分生成器 14 で生成する (S3)。式 (6) 中の尤度値 $\tanh(\lambda_1(k))$ の代りに $b_1(k)$ を用いて $\mathbf{b}_1(k)$ と対応する干渉シンボルベクトル

$\mathbf{b}_1(k) \sim \mathbf{b}_m(k)$ を用い、各ストリームの干渉成分を生成する (S11)。この場合第 m ストリーム等化器 12-m においては干渉ベクトル $\mathbf{b}''_1(k) \sim \mathbf{b}''_{m-1}(k)$ 、 $\mathbf{b}''_{m+1}(k) \sim \mathbf{b}''_M(k)$ は式 (36) の添字「1」を対応した添字と置きかえたものであるが、 $\mathbf{b}''_m(k)$ は式 (36) の添字「1」を「m」とし、干渉ベクトル $\mathbf{b}''_m(k)$ の中央に位置する要素をゼロとしたものである。

【0068】各第 m ストリーム等化器 12-m において、同一受信ベクトル $\mathbf{r}(k)$ から対応する干渉成分を除去してそれぞれ差ベクトル $\mathbf{r}'_m(k)$ を求める (S12)。各第 m ストリーム等化器 12-m の線形フィルタ 16 でフィルタ係数 $\mathbf{w}_m(k)$ を計算する (S13)。このフィルタ係数 $\mathbf{w}_m(k)$ は実施例 1 における式 (33) 中のフィルタ係数の項の $\tanh(\lambda_m(k)/2)$ 、($m=1, \dots, n$) の代りに前回の復号結果 $b'_m(k)$ を用いて計算すればよい。そのフィルタ係数 $\mathbf{w}_m(k)$ により差ベクトル $\mathbf{r}'_m(k)$ をフィルタ処理する (S14)。その各フィルタ処理結果 $z_m(k)$ をそれぞれ判定器 17-m で判定し (S15)、その判定結果を復号器 91-m でそれぞれ誤り訂正復号する (S16)。

【0069】この前回の復号結果 $b'_1(k) \sim b'_M(k)$ を用いた等化処理が所定回数になっていなければ (S17)、ステップ S11 に戻り、所定回数になっていれば、終了する。以上述べたようにこの実施例 8 では 2 回目以降の等化処理においては前回の誤り訂正復号結果を用い、処理が終了したストリームの判定結果を次のスト

リームにおける処理において用いない。その結果、誤り伝播に起因する平均誤り率特性の劣化を抑えることができる。これにより、2回目以降の等化処理においては、各ストリーム用等化器 12-1 ~ 12-M における処理を同時に行うことができるので、処理遅延を低減することができる。

【0070】この実施例 8 では等化器 12-1 ~ 12-M では判定結果及び復号結果を用いて処理を行い、また復号器 9 1-1 ~ 9 1-M ではフィルタ 16 の出力を判定器 17 で判定された結果を用いて処理を行うために、等化器 12-1 ~ 12-M において尤度値の計算を行う尤度値計算器 24 は必要としない。また、復号器 9 1-1 ~ 9 1-M においても尤度値を導出するための装置を必要としない。さらに、この実施例 8 はマルチキャリア型 MIMO チャンネル信号伝送の受信機においても、同様に用いることができる。つまり図 15 において全てのデインターリーバ 65-m 及び全てのインターリーバ 67 を省略し、復号器 66-M として復号器 9 1-m を用い、各多入力多出力等化器 77-j を、図 20、図 21 及び図 16 に示した構成とし、図 17 に示した手順で処理すればよい。

【0071】図 18 にこの実施例 8 の受信機構成における平均誤り率 (BER) 特性の計算機シミュレーション結果を示す。シミュレーション諸元として、送信アンテナ数及び受信アンテナ数はそれぞれ 2 として、変調方式は BPSK として、伝搬路は遅延時間差が 0, 1, 2, 3, 4 シンボルの 5 パスレイリーフェージング伝搬路を用いた。遅延波による特性劣化を抑えるためにサブキャリア数 16、ガードインターバル 4 シンボルの OFDM (マルチキャリア方式) を用いた図中破線 93 と破線 94 は V-BLAST 型等化器と復号器を組み合わせた従来の受信機構成における結果を示し、実線 95 と 96 は実施例 8 の受信機構成における結果を示す。また、破線 93 と実線 95 は 1 回目の等化、復号の結果を示し、破線 94 及び実線 96 は等化→復号→等化→復号を行った後、つまり 2 回処理した結果を示す。これらの結果より、等化、復号を 1 回行った後の特性は同等であるのに対して、等化、復号を 2 回行った後の特性は、実施例 8 の特性が従来の V-BLAST 法と比較して改善されている。これは、誤り伝播の影響を軽減できているためである。

【0072】上述において、第 1 ~ 第 M ストリーム用等化器における伝送路推定器 13 は共通に用いることができる。また上述において同一マルチキャリア内の各サブキャリアは同一伝搬路を通るから、同様のことが云えるから 1 つの多入力多出力等化器 77-j における 1 つのストリーム用等化器 79 の伝送路推定器を全ての多入力多出力等化器 77-j に共通に利用することもできる。図 15 及び図 22 に示した実施例において、送信側でインターリーバを省略している場合は、受信側でデインタ

ーリーバ及びインターリーバを省略する。しかし、これらインターリーバ、デインターリーバを用いた方が、特性がよいものとなる。

【0073】

【発明の効果】この発明の実施例 1 により、文献 4 の受信機構成と比較して、誤り率特性を改善することができる。この発明の実施例 2 により、文献 4 の受信機構成と比較して、処理に要する時間を削減し、誤り率特性を改善することができる。この発明の実施例 3 により、文献 5 の方法と比較して、誤り率特性を改善することができる。この発明の実施例 4 により、実施例 1 と比較して演算量を削減することができる。

【0074】この発明の実施例 5 により、実施例 4 と比較して、処理に要する時間を削減することができる。この発明の実施例 6 により、実施例 3 と比較して、演算量を削減することができる。この発明の実施例 7 により、実施例 6 と比較して、処理に要する時間を削減することができる。この発明の実施例 8 により、文献 4 記載の受信機構成と復号器を用いた場合と比較して、誤り率特性を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】実施例 1 の機能構成を示す図。

【図 2】図 1 中の各ストリーム用等化器 21-m の機能構成例を示す図。

【図 3】A は図 2 中の干渉成分生成器 23 の機能構成例を示す図、B は図 2 中のフィルタ 16 及び尤度値計算器 24 の機能構成例を示す図である。

【図 4】図 1 に示す構成の処理手順の例を示す流れ図。

【図 5】実施例 1 と文献 4 における受信機構成との 1 波レイリーフェージング伝搬路における平均 BER 特性を示す図。

【図 6】実施例 1 と、文献 4 における受信機構成の 3 波レイリーフェージング伝搬路における平均 BER 特性を示す図。

【図 7】実施例 2 の受信機構成を示す図。

【図 8】図 7 に示す受信機の処理手順の例を示す流れ図。

【図 9】実施例 2 の平均 BER 特性と、実施例 1 の平均 BER 特性を示す図。

【図 10】実施例 3 における MIMO 等化器 64 の構成を示す図。

【図 11】マルチキャリア型 MIMO チャンネル信号伝送の送受信構成を示す図。

【図 12】実施例 4 の各 MIMO 等化器 77-j の構成を示す図。

【図 13】実施例 5 の各 MIMO 等化器 77-j の受信機構成を示す図。

【図 14】実施例 6 における受信機構成と対応する送信機構成を示す図。

【図 15】実施例 6 の受信機構成を示す図。

【図16】実施例8における2回目以後の処理での受信機構成を示す図。

【図17】実施例8の処理手順の例を示す流れ図。

【図18】実施例8における受信機構成と文献4における受信機構成の平均BER特性を示す図。

【図19】MIMOチャネル信号伝送における送受信構成を示す図。

【図20】文献4に示す受信機構成を示す図。

【図21】図20中のストリーム用等化器12-mの構成を示す図。

【図22】文献5における送受信構成を示す図。

【図23】図22中のMIMO等化器64の構成を示す図。

[参考文献]

1. 富里繁, 浅井孝浩, 松本正, “移动通信用MIMOチャネル信号伝送における無線信号処理,” 信学技報, RCS2001-136, pp. 43-48, Oct, 2001

2. G.J. Foschini and M.J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” Wireless Personal Communication, vol. 6, no. 3, pp. 315-335, March, 1998.

3. H. Yoshino, K. Fukawa, H. Suzuki, “Interference canceling equalizer (ICE) for mobile radio communication,” IEEE Trans, on VT, vol. 46, no. 4, pp. 849-861, Nov. 1997.

4. P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, “V-blast: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel.” URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics Conference Proceedings, pages 295-300, 1998.

5. 阿部哲士, 松本正, “周波数選択性MIMOチャネルにおける時空ターボ等化器,” 信学技法, RCS2000-256, pp. 75-80, March, 2001

【図1】

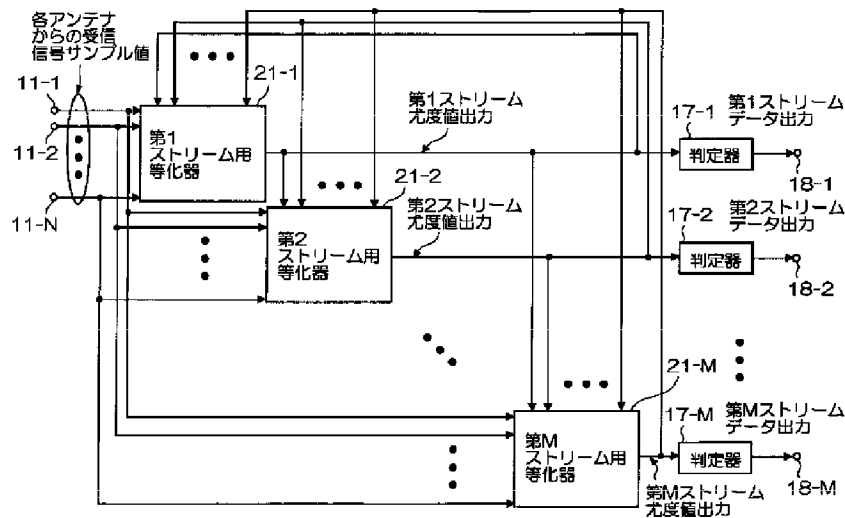


図1

【図 2】

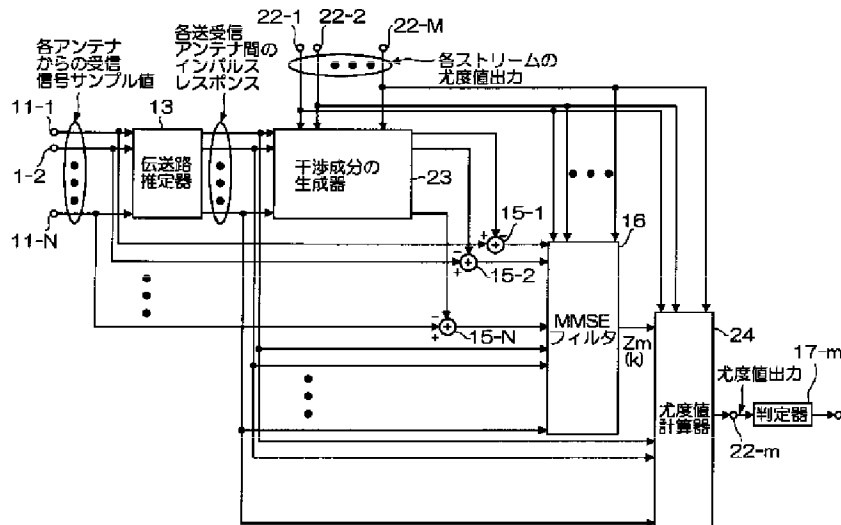


図2

【図 3】

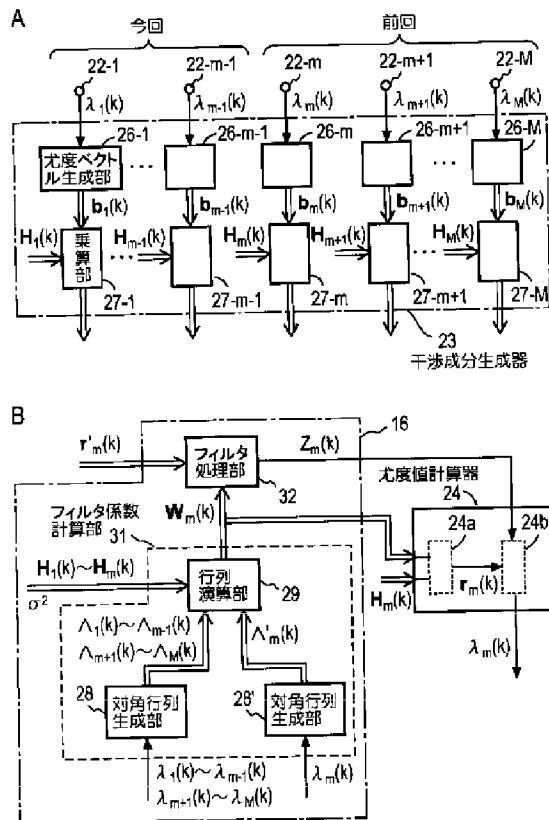


図3

【図 4】

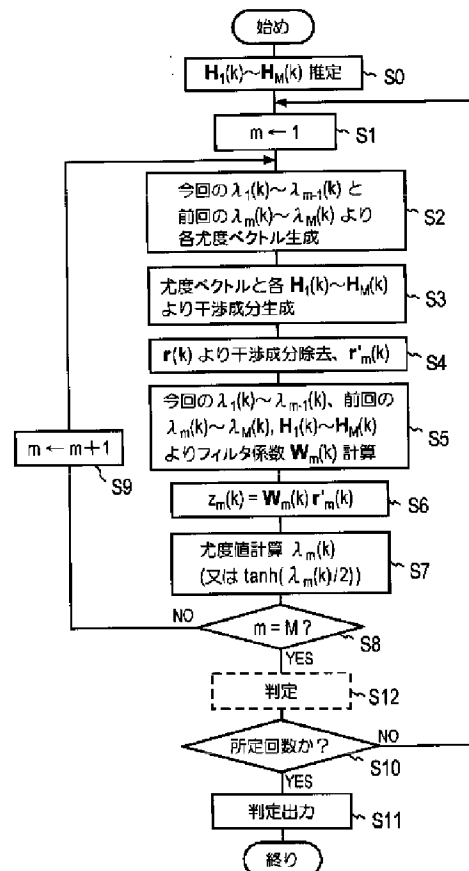
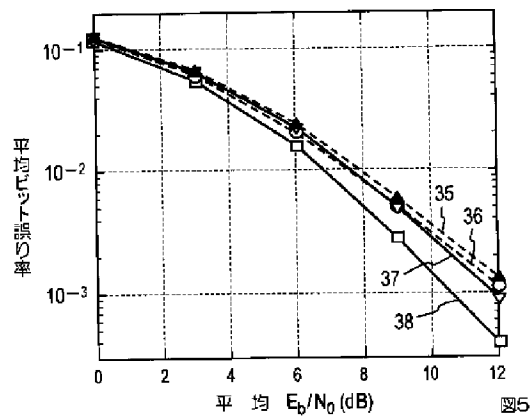
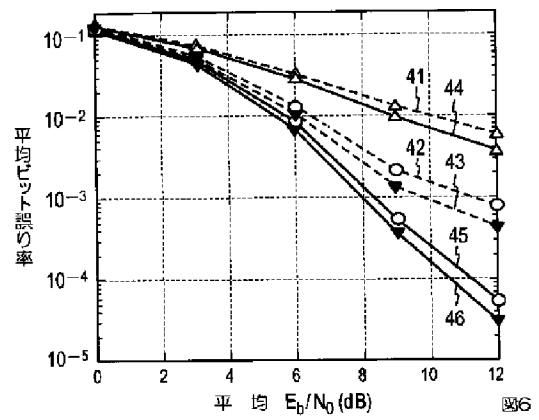


図4

【図 5】



【図 6】



【図 7】

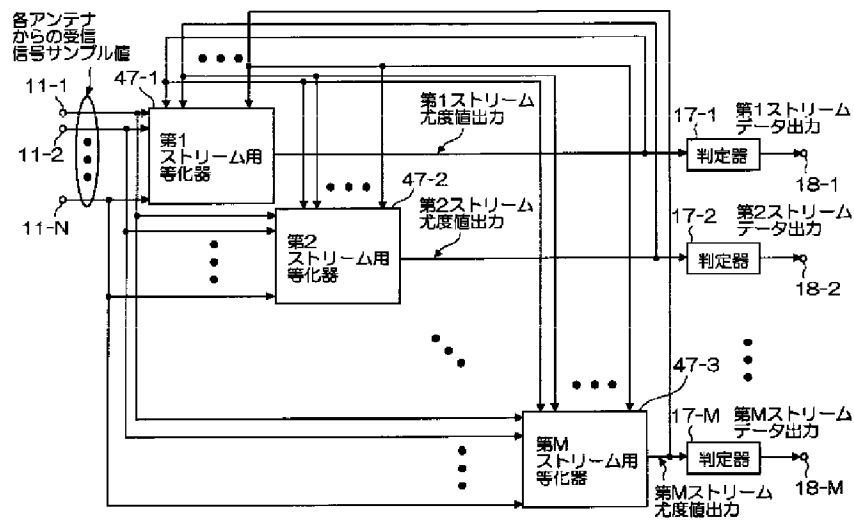


図7

【図 8】

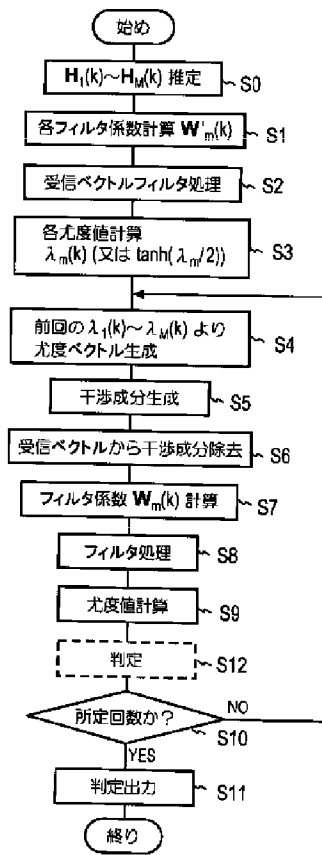


図8

【図 9】

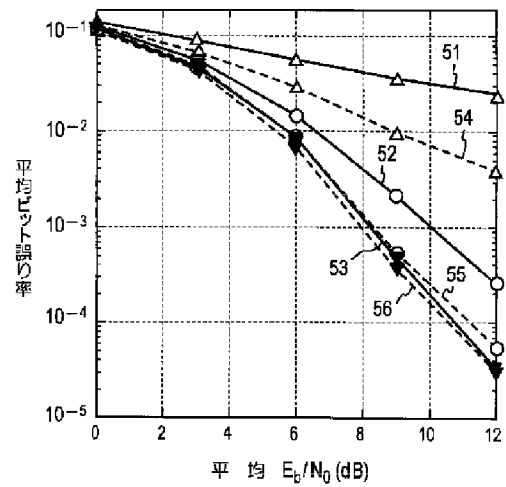


図9

【図 10】

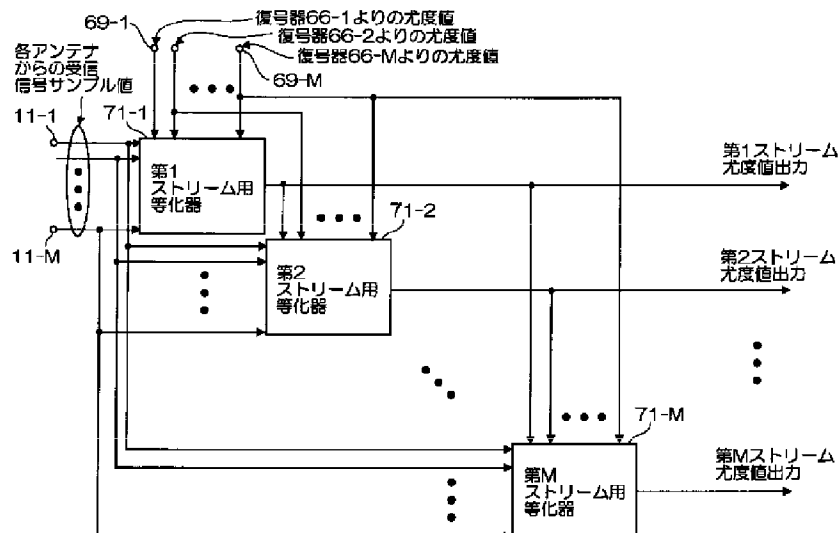
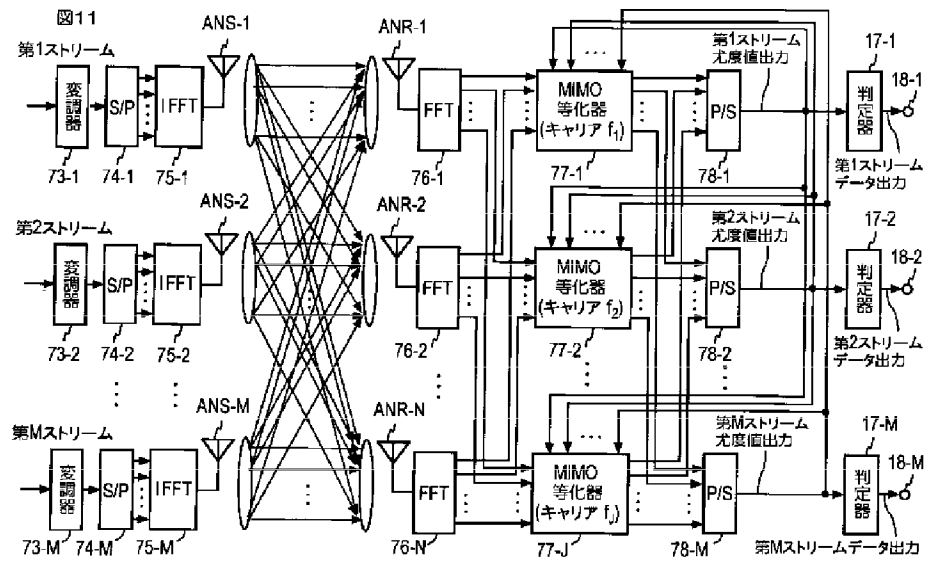


図10

【図11】



【図12】

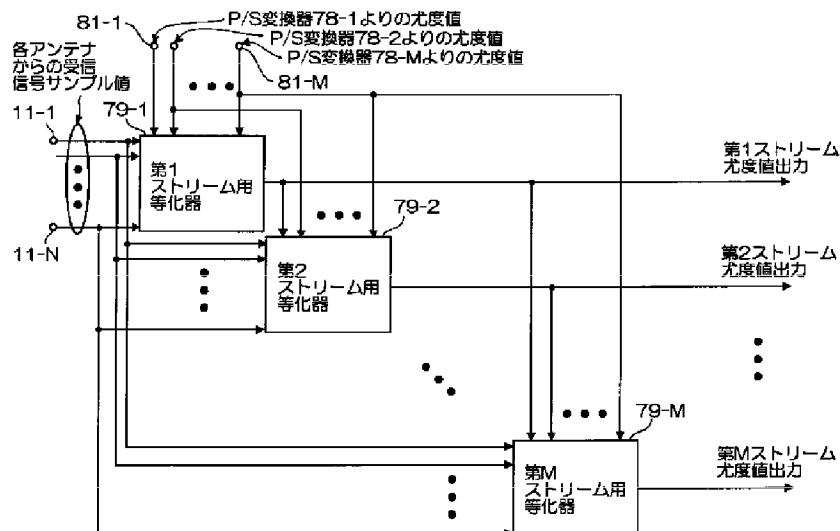


図12

【図13】

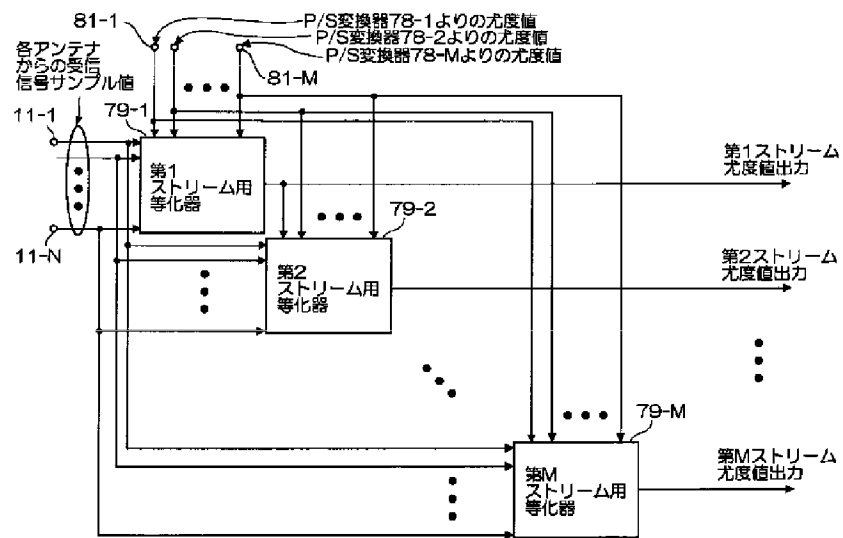


図13

【図14】

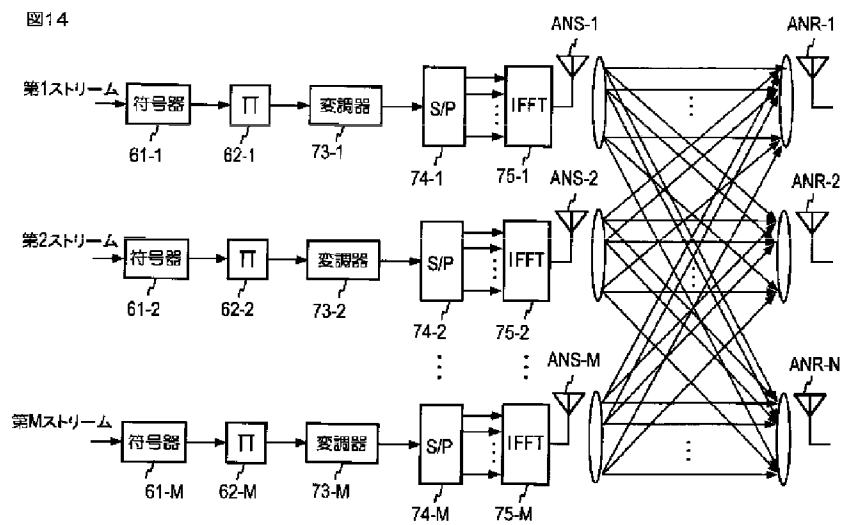
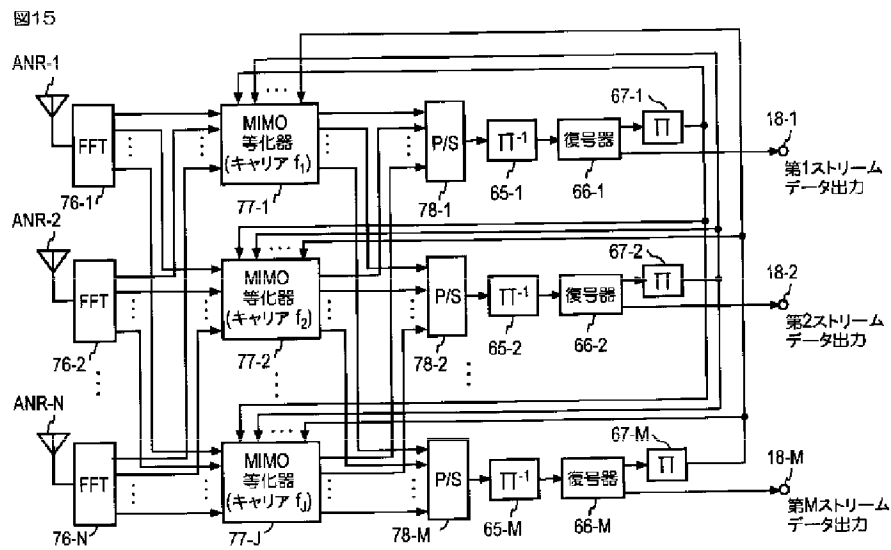
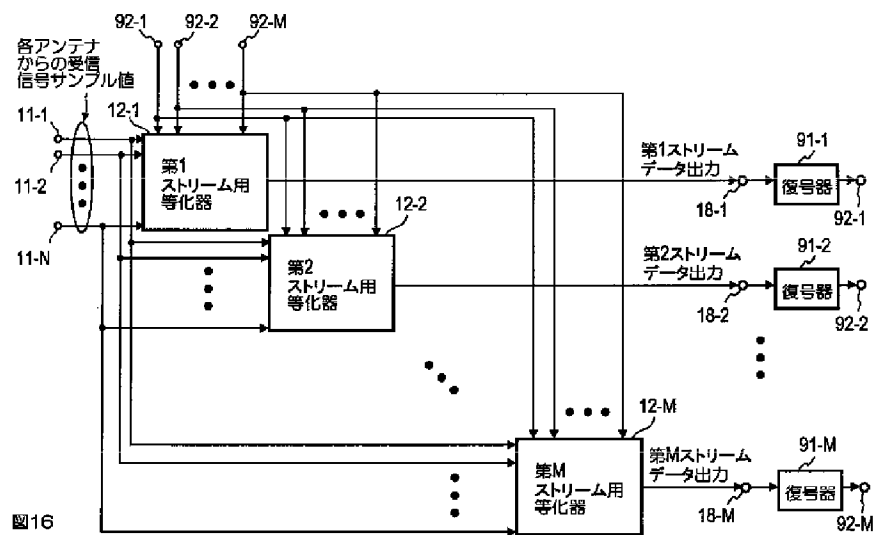


図14

【図 15】



【図 16】



【図 17】

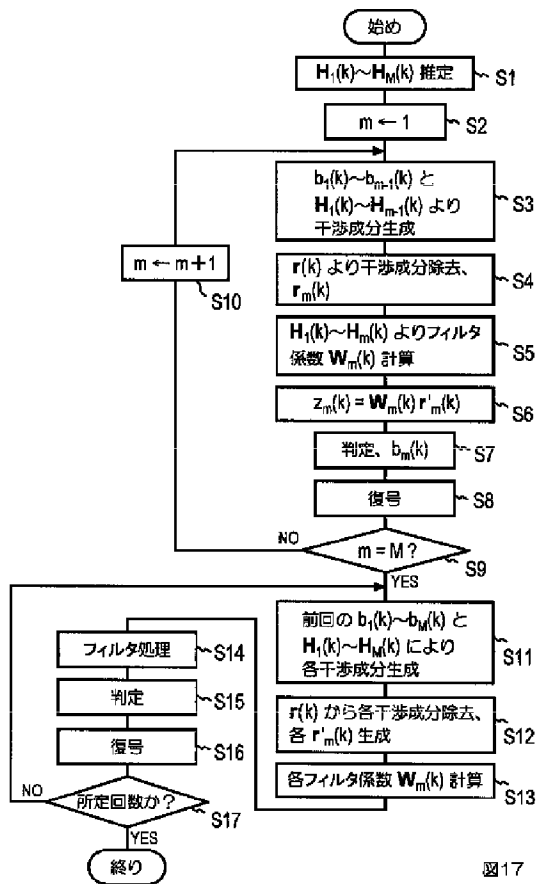


図17

【図 18】

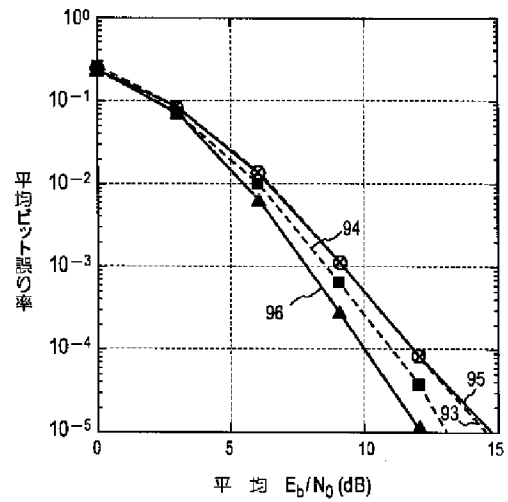


図18

【図 19】

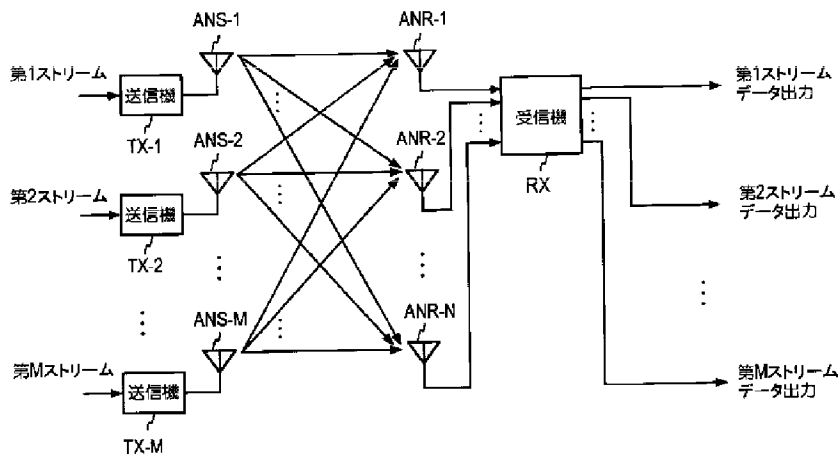


図19

【図 20】

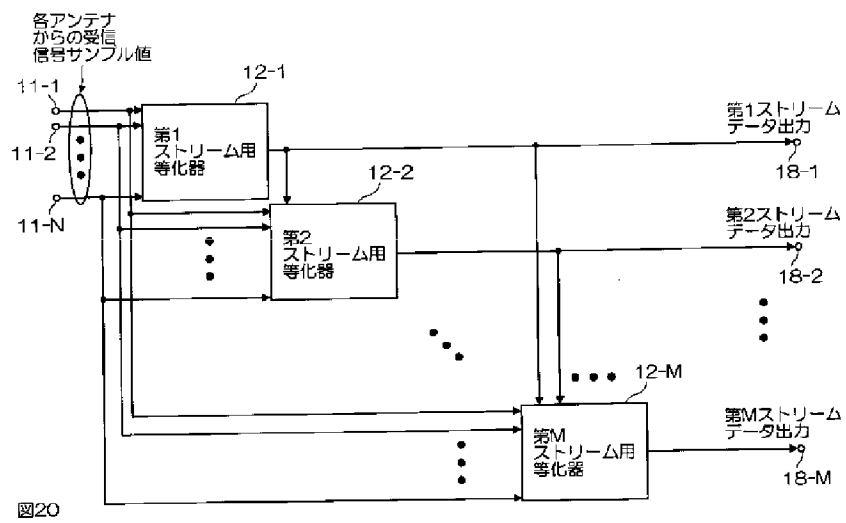


図20

【図 21】

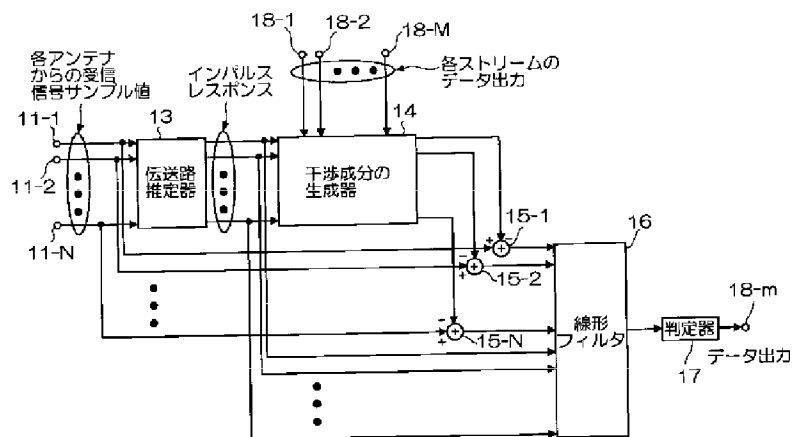
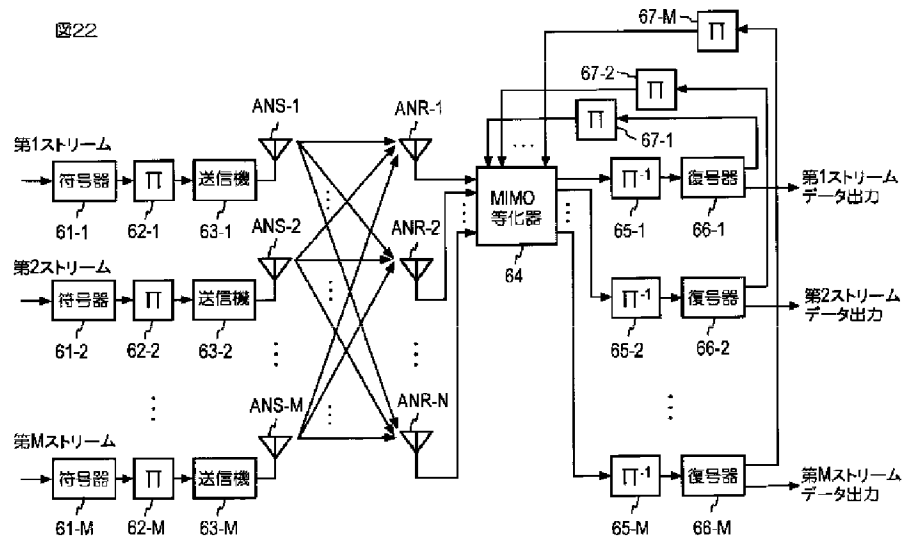
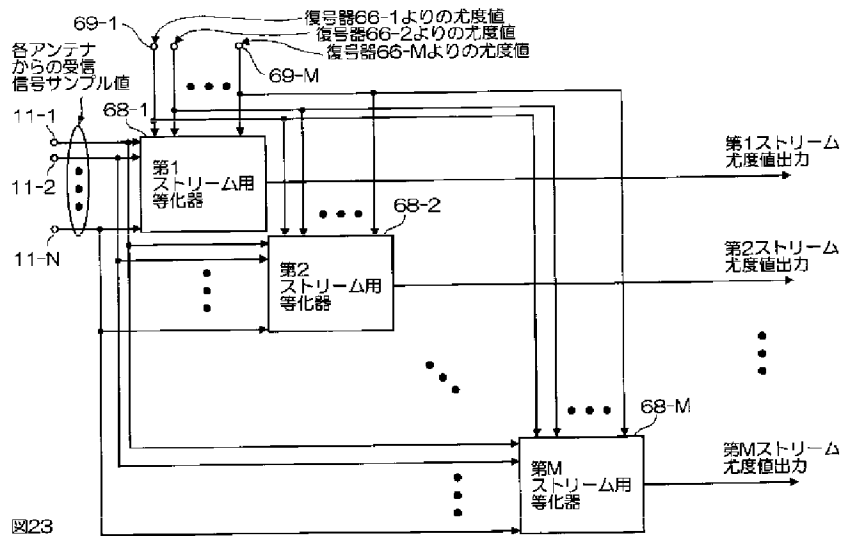


図21

【図 22】



【図 23】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J065 AA01 AB01 AC02 AD10 AE07
 AF03 AG05 AG06 AH06
 5K014 AA01 BA10 CA03 EA08 FA16
 GA02 HA10
 5K022 FF00